

REVISTA "Miniwatt"
18 Pts.
Vol. 8 - Núm. 1

REVISTA *Miniwatt*

Revista técnica bimestral dedicada a la Radio, Televisión, Telecomunicaciones, Amplificación, Industria y demás aplicaciones de la Electrónica

DIRECCIÓN: LUIS ROIZ NORIEGA
Doctor Ingeniero de Telecomunicación

REDACCIÓN: JUAN GARRIGA PUJOL
Licenciado en Ciencias

EDITADA POR:
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA" S. A.
Balmes, 22 - BARCELONA - 7

Precio del ejemplar: 18 pesetas
Suscripción anual: 100 pesetas

ENERO 1969
Vol. 8, Núm. 1

Depósito legal: B. 18.387-1961

GRAFESA - Nápoles, 249 — Barcelona

AMPLIFICACIÓN DE VÍDEO

en receptores de TV transistorizados con tubo de imagen de pantalla grande

Descripción de un amplificador de vídeo capaz de suministrar la tensión necesaria a un tubo de imagen de televisión en blanco y negro con pantalla de tamaño superior a 12 pulgadas. La distribución de los diversos componentes no es crítico. También se consideran diversos sistemas de regulación de contraste, así como las ventajas e inconvenientes de cada uno de ellos.

1. Introducción

Para la norma europea de 625 líneas, el amplificador de vídeo de un receptor de televisión debe satisfacer las siguientes condiciones:

— *anchura de banda:* en los puntos a —3 dB de la curva de respuesta, el ancho de banda debe ser, como mínimo, de 4,5 MHz.
— *respuesta a los transitorios:* los tiempos de subida y caída no deben ser superiores a 80 nanosegundos. La sobremodulación y la sobreoscilación no deben superar el 5 y 2 %, respectivamente.
— *tensión de salida:* para un tubo de imagen de pantalla grande típico, por ejemplo, el tubo A59-11W de 23 pulgadas, la tensión de salida debe tener una amplitud mínima de 80 V, entre el nivel del negro y el del blanco.
— *ganancia:* a fin de que el amplificador pueda ser excitado por una etapa amplificadora de F.I. que entregue una tensión de salida con un nivel de impulso de sincronismo de unos 4 V, se precisa una ganancia igual a 30, aproximadamente.
— *linealidad:* para la información de imagen, la linealidad debe superar el 80 %; para los impulsos de sincronismo puede aceptarse un valor algo inferior.
— *control de contraste:* debe ser posible variar la tensión de salida en la proporción 1 : 5, por lo menos.
— *constancia del nivel de negro:* el nivel de negro debe ser independiente de la información de imagen y no debe resultar afectado por el control de contraste.

2. Disposición del amplificador

Los amplificadores de vídeo transistorizados pueden estar constituidos por una o dos etapas. En el amplificador de una etapa, el transistor de salida de vídeo se acopla directamente al detector, mientras que en el de dos etapas se intercala un seguidor de emisor entre el transistor de salida y el detector de vídeo.

Por el número de componentes necesario, parece, a primera vista, que el amplificador de una etapa resulta más económico que el de dos. Sin embargo, el ahorro es sólo aparente, ya que si ambas disposiciones deben tener similares características de funcionamiento, la etapa única debe ser complementada con unas redes de compensación y polarización muy complejas, cuyo coste anula el supuesto ahorro.

La necesidad de estas redes de compensación en un amplificador de una sola etapa se debe a la desfavorable relación entre la capacidad de entrada del amplificador y la resistencia de carga del detector de vídeo. En el caso de un amplificador de vídeo con una ganancia de 30 aproximadamente y con un transistor cuya capacidad colector-base sea de 2,5 pF, por ejemplo, la capacidad de entrada de la etapa es del orden de 100 pF, incluidas las capacidades debidas al efecto Miller y al emisor. Para obtener un ancho de banda y una respuesta de frecuencia satisfactorios, se necesita un excitador de resistencia interna muy inferior a 1 kilohmio. Por otra parte, para que el detector de vídeo funcione satisfactoriamente, es preferible que su resistencia de carga sea varias veces superior a este valor y en ningún caso puede rebajarse hasta 1 kilohmio, ya que el rendimiento de la detección quedaría seriamente afectado y difícilmente podrían cumplirse los requisitos de ganancia de potencia del amplificador de F.I. Para resolver este compromiso, tienen que añadirse complicadas redes de compensación, las cuales elevan el coste y la complejidad del circuito, con la posibilidad de producir sobreoscilaciones y sobremodulación; pero esta es la única forma de evitar una reducción de la banda pasante.

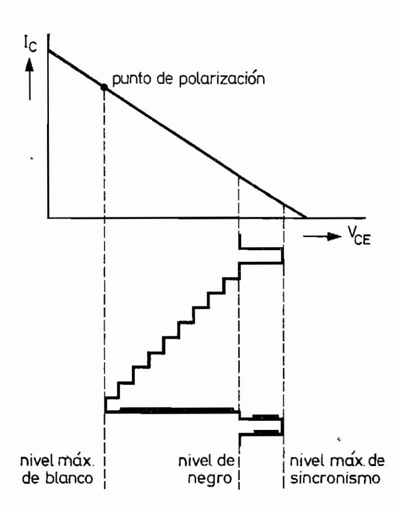


Fig. 1. Representación de una señal de vídeo en el plano I_C-V_{CE} de un transistor de salida. Con modulación negativa y excitación del tubo de imagen por el cátodo, el transistor debe estar polarizado cerca del codo

Las dificultades causadas por las redes de polarización de c.c. en los amplificadores de una etapa se deben a la conveniencia de excitar el tubo de imagen por el cátodo en vez de hacerlo por la rejilla de mando, para mantener lo más bajo posible el valor de la tensión de excitación y el de la capacidad de entrada del tubo de imagen. Esto quiere decir que, para una señal de vídeo con modulación negativa, el transistor de salida debe ser polarizado de forma que su punto de trabajo esté próximo al codo de la característica en ausencia de señal (fig. 1). En este punto, sin embargo, la caída de tensión debida a la corriente de base que circula a través de la resistencia de carga del detector (fig. 2), polariza a éste en sentido inverso, de forma que le impide actuar con niveles de señal reducidos. Esto origina distorsión en los picos de información correspondientes al blanco. El efecto perturbador se manifiesta incluso con una resistencia de carga de valor bajo, como 1 kilohmio. Para compensarlo se aplica una corriente adicional (I_2 en la fig. 2) a la base, a fin de superar la polarización inversa del detector, aunque, por desgracia, dicha corriente debe ser ajustable pa-

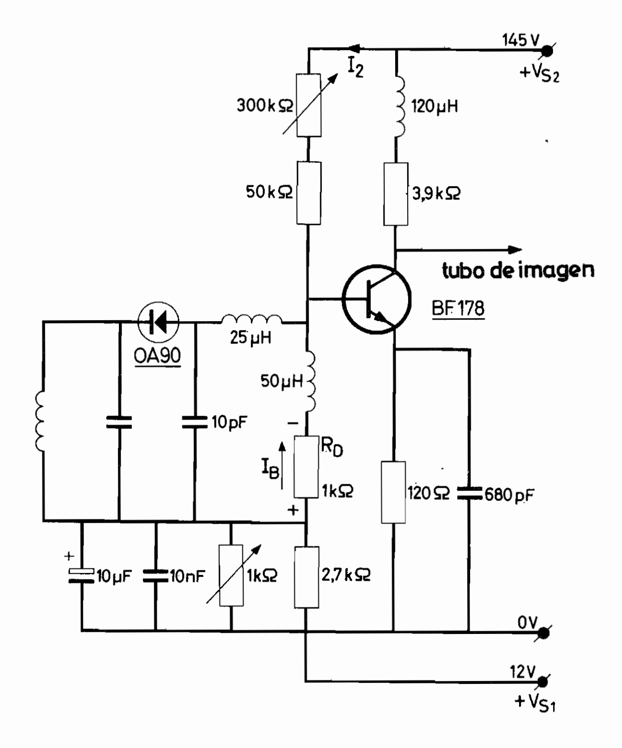


Fig. 2. Circuito de un amplificador de vídeo de una sola etapa. La corriente de base del transistor origina una caída de tensión en R_D que polariza el diodo detector en sentido inverso. Esta polarización puede ser compensada mediante una corriente I_2 obtenida a partir de la tensión de alimentación V_{S2}. Esta corriente debe ser ajustable para compensar las tolerancias en la ganancia de corriente del transistor utilizado

ra compensar las tolerancias en el factor de ganancia de corriente del transistor.

Estos problemas pueden soslayarse intercalando un transistor conectado como seguidor de emisor entre el diodo detector de vídeo y el transistor de salida. Entonces, el transistor de salida resulta excitado por un generador de baja impedancia interna, por lo que su corriente de base y su capacidad de entrada no dan ya lugar a perturbación alguna. De este modo se simplifica tanto el diseño y ajuste del amplificador, como la separación del sonido y el control de contraste.

En principio, la regulación del contraste puede conseguirse de varias formas:

— a través del sistema de control automático de ganancia (CAG);
— en el circuito de colector del transistor de salida;
— en el circuito de emisor del transistor de salida, y
— en el circuito de base del transistor de salida.

La regulación del contraste a través del CAG ha sido muy utilizado hasta el presente, principalmente porque no impone exigencias especiales en la disposición de los componentes ni afecta a la respuesta de transitorios durante la regulación. Sin embargo, en la posición correspondiente a contraste reducido, este sistema introduce una notable distorsión de no linealidad debido al bajo nivel de la señal a detectar y en los receptores de sonido por interportadora produce mezcla deficiente de la señal interportadora.

La regulación de contraste en el circuito de colector tiene aún más inconvenientes. No sólo exige una disposición muy crítica de los componentes, sino que la tensión de salida puede verse considerablemente reducida a menos de que se introduzca un potenciómetro para regular en forma óptima el punto de trabajo del transistor de salida. Además, este sistema aumenta la capacidad de carga del transistor de salida en una proporción que depende de la posición del potenciómetro de contraste.

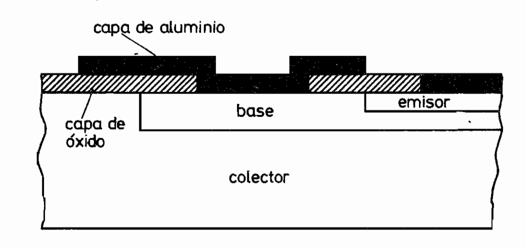


Fig. 3. Sección del transistor BF 178. La capa de contacto de aluminio produce un campo eléctrico que eleva el valor de la tensión de ruptura en la región que puede presentar irregularidades entre el colector y la base

La mayoría de los inconvenientes citados se evitan situando el control de contraste en el circuito de base o de emisor del transistor de salida. El ancho de banda y la respuesta de transitorios no resultan afectados por la acción del control, ni es crítica la disposición de los componentes o conexionado. En el amplificador que se describirá se ha colocado dicho control en el circuito de base, el cual tiene la ventaja, sobre el circuito de emisor, de hacer algo más fácil la compensación de la curva de respuesta para frecuencias elevadas.

3. Características del transistor planar de silicio BF 178

La excitación correcta de un tubo de imagen de pantalla grande impone condiciones estrictas al transistor de salida de vídeo. En particular, debe tener una elevada tensión de ruptura y ser capaz de disipar el calor generado en la unión base-colector por medio de un refrigerador que no aumente exageradamente la capacidad de salida.

La tensión de ruptura propia de los transistores planar de silicio convencionales sería suficientemente elevada para cumplir la primera de estas condiciones; sin embargo, debido a las inevitables irregularidades de la red cristalina existentes en la zona donde se encuentran el colector, base y capa de óxido, en realidad, la tensión de ruptura es generalmente mucho menor.

A fin de elevar el valor de esta tensión, se ha desarrollado una nueva técnica para la fabricación del transistor BF 178. Como puede verse en la fig. 3, sobre la capa de óxido se deposita una capa de aluminio que se extiende por encima de la base y la unión, lugares en donde las mencionadas irregularidades de la red cristalina pueden producir perturbaciones. El campo eléctrico debido a la diferencia de potencial existente entre la capa de aluminio y el colector actúa sobre los portadores de cargas libres (electrones) que pasan de la base al colector, desviándolos de la región en donde es más probable que se produzca la ruptura.

La gran cantidad de calor que debe disipar el transistor de salida exige una reducida resistencia térmica entre la unión de colector y la cápsula del transistor. Para reducir en lo posible dicha resistencia, el colector del transistor BF 178 está conectado directamente a la cápsula. Esta construcción eleva inevitablemente la capacidad de salida, especialmente teniendo en cuenta que se necesita también un radiador de calor. Sin embargo, un cuidadoso diseño del radiador, como se verá más adelante, puede mantener

la capacidad de salida a un valor suficientemente bajo para satisfacer las exigencias de la banda pasante.

3.1. *Tensión de ruptura*

Aplicación en receptores transistorizados

Con una resistencia de 1 kilohmio en el circuito de base, el transistor BF 178 tiene una tensión de ruptura mínima entre colector y emisor de 160 voltios. La tensión de excitación necesaria para los tubos de imagen de 19, 23 y 25 pulgadas (80 V del nivel de negro al de blanco) corresponde a una señal con un valor máximo del impulso de sincronismo de 110 V.

El transistor de salida de vídeo debe ser capaz de producir la citada tensión entre extremos de la carga de colector y compensar asimismo las diversas caídas de tensión que se producen en el circuito.

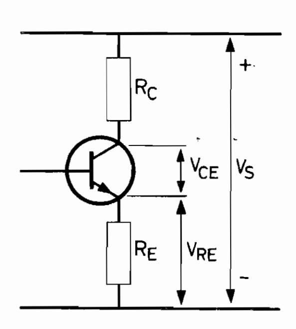


Fig. 4. Circuito simplificado de una etapa de salida de vídeo

Como puede verse en las figs. 4 y 5, que son, respectivamente, un esquema simplificado de la etapa y la característica I_C-V_{CE} que muestra la excursión del punto de trabajo, las caídas de tensión a considerar son:

a) La caída de tensión, V_{RE}, en la resistencia de emisor, R_E; para la máxima corriente de colector, esta caída es del orden de 5 V.
b) La tensión de codo en alta frecuencia, V_{CEK}, es decir, el valor de la tensión colector-emisor por debajo del cual aumenta rápidamente la distorsión de la señal de vídeo amplificada. Esta tensión de codo es, por lo general, más elevada que la tensión de saturación del transistor. Para el transistor BF 178, los valores medio y máximo de V_{CEK} son, respectivamente, de 20 y 25 voltios, para una temperatura de la unión de 150 °C.
c) Una caída de tensión, V_L, producida entre extremos de la resistencia de carga por la corriente de fugas. Esta corriente puede llegar a 1 mA para la temperatura máxima de la unión, lo cual origina una caída de tensión del orden de 5 V.

Sumando estas caídas de tensión, se comprueba que la tensión de alimentación necesaria para que el amplificador pueda suministrar una señal de salida con una amplitud de 110 V pico a pico, en condiciones nominales de funcionamiento, es igual a:

$$V_S = 5 + 25 + 5 + 110 = 145 \text{ V},$$

valor bastante inferior al de la tensión de ruptura especificada para el transistor BF 178.

Aplicación en receptores híbridos

En un receptor híbrido, es decir, equipado con válvulas y transistores conjuntamente, la tensión de alimentación para el transistor de salida de vídeo puede obtenerse a partir de la línea de alta tensión por medio de un resistor en serie o de un divisor de tensión. En general se prefiere esta última solución.

Si se utiliza un resistor en serie, como puede verse en la fig. 6a, la tensión de colector puede llegar hasta 350 V al conectar el receptor. Si el sistema de CAG no ha entrado aún en funcionamiento (CAG por impulsos) y el receptor sintoniza una señal de entrada intensa, el transistor de salida de vídeo queda bloqueado y toda la tensión de alimentación aparecerá en su colector. Esta tensión es muy superior a la de ruptura del transistor BF 178, y su disipación puede alcanzar los 5 vatios, de modo que, con toda probabilidad, el transistor resultará destruido.

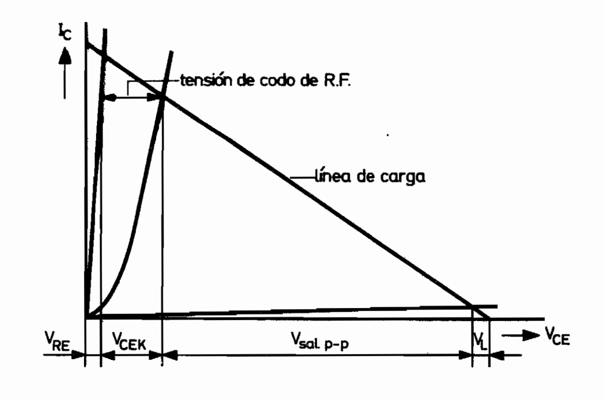


Fig. 5. Caídas de tensión V_{RE}, V_{CEK} y V_L debidas a la resistencia de emisor, a la tensión de codo de alta frecuencia y a la corriente de fugas, respectivamente, representadas en el plano I_C-V_{CE}. $V_{o\,p-p}$ indica la tensión de salida de pico a pico

Otro inconveniente al utilizar un resistor en serie es que la ganancia de c.c. del amplificador es mayor que su ganancia de c.a., a consecuencia de lo cual el nivel de negro varía con la información de imagen.

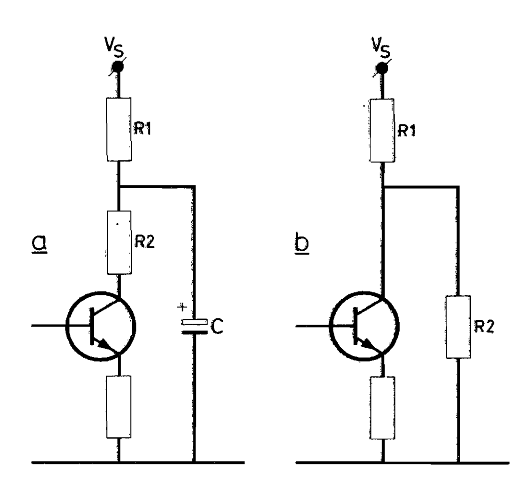


Fig. 6. Dos maneras de obtener la tensión de alimentación del amplificador de vídeo en un receptor de televisión híbrido

A fin de evitar estas dificultades, es recomendable utilizar un divisor de tensión como el representado en la fig. 6b. Este divisor debe proyectarse de modo que la tensión de alimentación sea de 145 V en condiciones nominales; la alimentación no debe ser mayor de 160 V para una sobretensión de red del 10 %, una vez calentadas las válvulas. Al conectar el receptor a la red, la tensión de alimentación puede llegar a 200 V, pero incluso entonces la disipación de colector del transistor BF 178 alcanzará sólo 2,5 W y, debido a la corta duración de este impulso transitorio, no se producirá el deterioro del transistor. La alimentación por divisor de tensión evita que la ganancia de c.c. del amplificador sea mayor que la de c.a., de forma que el nivel de negro será independiente de la información de imagen.

3.2. *Disipación del calor.*

La resistencia térmica entre la unión y la cápsula del transistor BF 178 es de 45 °C/W. La figura 7 muestra un refrigerador especialmente proyectado para este transistor, y cuya característica principal es la de no aumentar la capacidad total de salida en más de unos 7 pF. Con este refrigerador, la resistencia térmica entre la unión y el aire ambiente es de 85 °C/W. Puesto que la máxima temperatura permisible en la unión del transistor BF 178 es de 200 °C, para una disipación de 1,7 vatios, la temperatura ambiente puede llegar hasta 55 °C.

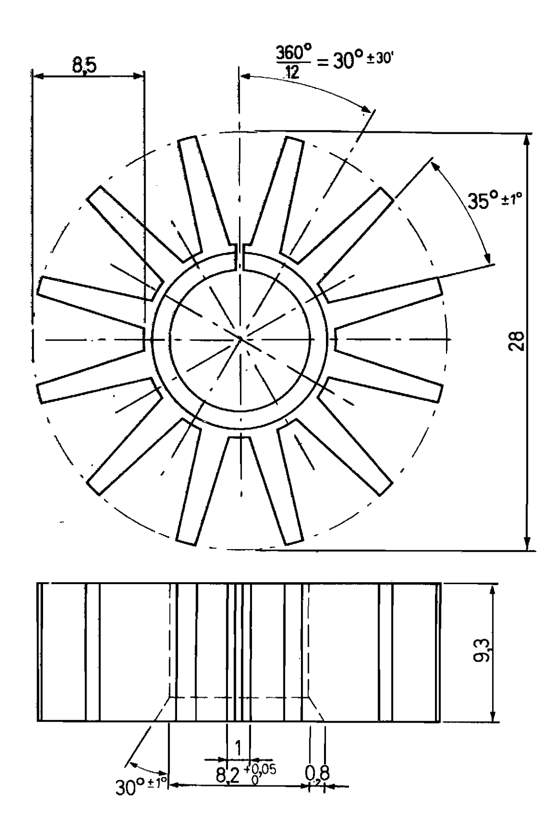


Fig. 7. Refrigerador adecuado para el transistor BF 178. Aumenta la capacidad de salida en 7 pF únicamente (dimensiones en mm)

El valor óptimo de la resistencia de colector, R_C, puede determinarse de la siguiente forma: la disipación de colector será máxima si el transistor está polarizado de modo que su tensión colector-emisor sea igual a la mitad de la tensión de alimentación, V_S y no hay señal de vídeo en su colector. En estas condiciones, la disipación de colector vale:

$$P_C = \frac{V_S^2}{4R_C}$$

Para una disipación de 1,7 W y una tensión de alimentación máxima de 160 V, se obtiene para R_C un valor de 3,8 kilohmios, aproximadamente.

3.3. *Capacidad colector-base y resistencia de base*

Debido al efecto Miller, la capacidad de entrada de la etapa de salida de vídeo viene determinada principalmente por el valor de la capacidad de realimentación, $-C_{re}$, la cual, junto con la resistencia

de salida de la primera etapa, forma una red que limita la anchura de banda. Aunque la resistencia de esta red suele ser baja, la capacidad de entrada y, por tanto, la de realimentación, no deben exceder de un valor dado.

Como se deduce del circuito equivalente simplificado de la fig. 8, la capacidad de realimentación está formada por dos partes:

— una capacidad C_{bc}, de unos 0,5 pF, entre el terminal de base y la cápsula del transistor (a la cual está conectado el colector), y
— una capacidad $C_{b'c}$ entre el contacto interior de la base y el colector.

En el transistor BF 178 esta capacidad está repartida por toda la resistencia de base, r_b, y puede ser representada por dos capacidades conectadas una a cada extremo de la resistencia de base, contribuyendo con 1,3 pF a la capacidad de realimentación.

Por consiguiente, la capacidad de realimentación total es de 1,8 pF.

La parte interna de la capacidad $C_{b'c}$, junto con la resistencia de base, r_b, constituye una red adicional que limita la anchura de banda, y cuya constante de tiempo debe ser lo más pequeña posible. En el caso del transistor BF 178, el valor medio de esta constante de tiempo es de 25 picosegundos solamente, lo que significa que la resistencia de base no influye notablemente sobre el comportamiento del amplificador.

3.4. *Frecuencia de transición*

El efecto de la frecuencia de transición puede deducirse, asimismo, del circuito equivalente de la figura 8. Cuanto mayor sea esta frecuencia, menor será la capacidad C_e, que está en paralelo con el diodo emisor-base y limita la anchura de banda. Sin embargo, la elevación de la frecuencia de transición por encima de un valor determinado no aporta ya ninguna mejora sensible. En el transistor BF 178, el valor de la frecuencia de transición es de 120 MHz, valor suficientemente elevado para asegurar un buen funcionamiento.

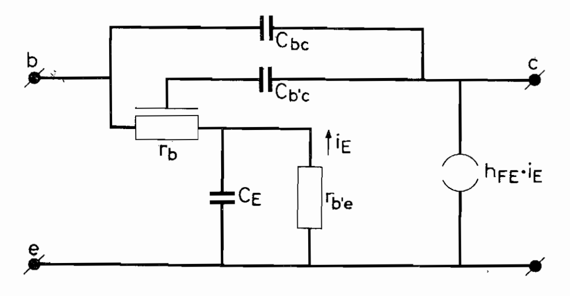


Fig. 8. Circuito equivalente simplificado del transistor BF 178

3.5. *Ganancia de corriente*

Dado que el transistor BF 178 ha sido proyectado para su aplicación en un amplificador de vídeo de dos etapas, no ha habido necesidad de darle una ganancia de corriente elevada. El valor mínimo especificado es de 20, lo que permite obtener una ganancia de tensión de 30, manteniendo la corriente de base a un valor suficientemente pequeño.

4. Circuito práctico

La fig. 9 muestra el circuito completo de un amplificador de vídeo equipado con transistores BF 194 y BF 178. A continuación se describen las diversas partes que lo forman.

4.1. *Polarización*

A fin de mantener el nivel de negro constante e independiente del contenido de la imagen, el amplificador está acoplado directamente.

Se han tomado las precauciones necesarias para impedir que el control de contraste (potenciómetro *R6*, en el circuito de base del transistor de salida) influya sobre el nivel de negro. Estas precauciones consisten en conectar el extremo inferior del potenciómetro al punto de unión de los resistores *R7* y *R8*, cuya tensión, V_A, es igual al potencial del nivel de negro en la base del transistor de salida. Cuando se recibe una señal al nivel de negro, la tensión entre extremos del potenciómetro es nula, de forma que la posición de su cursor no tiene efecto alguno sobre la tensión aplicada al tubo de imagen.

En este tipo de circuito, la excursión de tensión del transistor de salida no puede aprovecharse totalmente si no se toman precauciones adicionales. Ello se explica de la forma siguiente:

Si el transistor de la primera etapa está bloqueado y el receptor se ajusta para contraste máximo, el valor de la tensión de base del transistor de salida será:

$$\frac{R_5}{R_5 + R_6} V_A$$

Si el emisor del transistor de salida estuviera al potencial de masa, se produciría una corriente re-

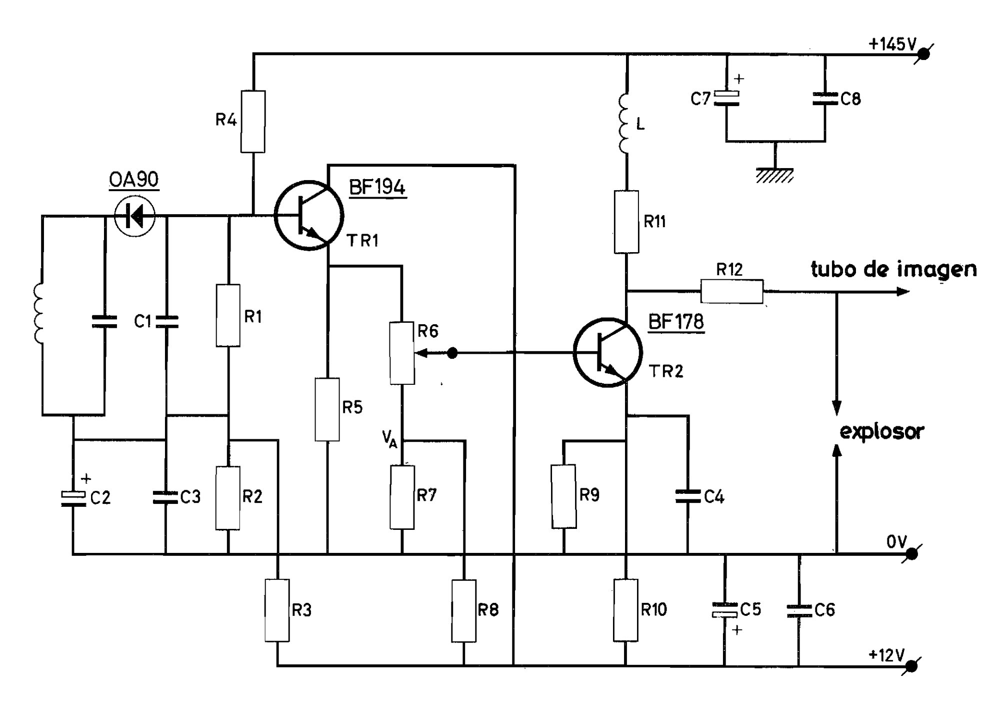


Fig. 9. Circuito del detector de vídeo y del amplificador

R_1	2,7 kΩ,	¼ W	R_8	100 Ω,	1 W	C_3	6,8 nF,	500 V
R_2	2,2 kΩ,	¼ W	R_9	150 Ω,	¼ W	C_4	220 pF,	500 V
R_3	1 kΩ,	¼ W	R_{10}	560 Ω,	¼ W	C_5	10 μF,	16 V
R_4	560 kΩ,	¼ W	R_{11}	3,9 kΩ,	5,5 W	C_6	6,8 nF,	500 V
R_5	680 Ω,	¼ W	R_{12}	1,5 kΩ,	1 W	C_7	20 μF,	250 V
R_6	300 Ω,	pot.	C_1	4,7 pF,	500 V	C_8	6,8 nF,	500 V
R_7	56 Ω,	1 W	C_2	10 μF,	16 V	L	120 μH,	al aire

sidual que ocasionaría una caída de tensión en el resistor de carga de colector; con lo que se limitaría la tensión de salida disponible.

Puede darse a *R5* un valor mucho menor que el de *R6;* sin embargo, un valor muy bajo de *R5* daría lugar a una elevada disipación de la etapa previa, mientras que un valor elevado de *R6* produciría una respuesta de frecuencia deficiente para bajo nivel de contraste. En efecto, la impedancia del generador que ataca el transistor de salida de vídeo sería entonces elevada y, dada la capacidad de entrada de este último, la ganancia disminuiría para las frecuencias elevadas. Con objeto de reducir este efecto, el potenciómetro de control de contraste, *R6*, no debe tener un valor superior a 300 ohmios, por ejemplo, valor inferior al mínimo aceptable para *R5*.

La solución del problema estriba en elevar el potencial de emisor del transistor de salida conectándolo a la línea de alimentación de + 12 voltios a través de *R10*. Como resultado, la tensión necesaria en el emisor del primer transistor para que el de salida conduzca será más elevado. Ello significa que, para obtener un control de contraste con un nivel de negro constante, debe elevarse también el potencial V_A, a fin de aumentar la tensión del emisor de la primera etapa. Sin embargo, ahora *R5* puede elegirse con un valor suficientemente elevado (680 ohmios) para mantener la disipación del transistor BF 194 a un valor reducido, sin que circule corriente residual a través del transistor de salida.

Con un circuito de este tipo, el punto de polarización del transistor de salida varía durante el control. A continuación indicamos la forma en que deben dimensionarse las redes de polarización para que, teniendo en cuenta las tolerancias, cualquier transistor BF 178 pueda ser excitado en el codo de la característica bajo todas las condiciones posibles. Es cierto que, en la posición de máximo contraste, la señal de vídeo puede resultar distorsionada, pero esto no representa un inconveniente, ya que esta distorsión puede evitarse reduciendo el contraste.

Para bajas frecuencias, la ganancia de tensión del transistor de salida de vídeo puede considerarse igual a la relación existente entre los valores de las resistencias de colector y de emisor. Como se ha dicho anteriormente, la resistencia de colector debe ser del orden de 3,8 kilohmios, siendo precisa una ganancia de unas 30 veces, por lo que la resistencia de emisor *R9*//*R10* debe ser de unos 130 ohmios. Además, para obtener una polarización de emisor de

+ 2,5 V, por ejemplo, a partir de la alimentación de + 12 V, la relación entre *R9* y *R10* debe ser igual a 1/4, aproximadamente. Estas condiciones se satisfacen si *R9* vale 150 ohmios y *R10* es de 560 ohmios.

Para obtener una relación de contraste de 1 : 8, la resistencia de emisor del transistor de la primera etapa, *R7//R8*, no debe ser mayor que la séptima parte de *R6* es decir, 300/7 ~ 40 ohmios. La relación necesaria entre *R7* y *R8* puede determinarse de la forma siguiente: con un sistema de control automático de ganancia adecuadamente proyectado, el nivel de negro corresponderá a una tensión de unos 110 V en el cátodo del tubo de imagen. Para una tensión de polarización de emisor de + 2,5 V, la tensión del nivel de negro en la base del transistor BF 178 es entonces de + 4,5 V, aproximadamente. Para obtener una caída de tensión de 4,5 V en *R7* y de 7,5 V en *R8*, estos resistores deben estar en una relación de 3/5. Valores apropiados para *R7* y *R8* serán 56 ohmios y 100 ohmios respectivamente.

Los resistores *R2* y *R3* deben elegirse de modo que, con el máximo contraste, cualquier transistor BF 178 pueda ser excitado en la región del codo de la característica. Teniendo en cuenta las tolerancias especificadas para los parámetros del transistor BF 178 y las correspondientes a resistores de ± 5 %, se deduce que la corriente de colector puede variar en ± 10 %. Será, pues, conveniente elegir un resistor de 2,2 kilohmios para *R2* y otro de 1 kilohmio para *R3*.

Cuando no hay señal, a través de la primera etapa circula una corriente de 25 mA. Suponiendo que la ganancia de corriente media es de 100, ésta corresponde a una corriente de base de 0,25 mA. Si esta corriente tuviera que obtenerse en la unión de *R2* y *R3*, se produciría una caída de tensión de 0,7 V en el resistor de carga del detector, *R1*, de 2,7 kilohmios. Esta polarización inversa en el diodo detector produciría una seria distorsión en la señal de vídeo. Este inconveniente se evita conectando la base del transistor de la primera etapa a la línea de alimentación de + 145 V a través del resistor *R4* (680 kilohmios), de forma que la corriente de base necesaria no circule a través de *R1*. La polarización remanente del diodo detector, que puede ser originada, por ejemplo, por tolerancias en la ganancia de corriente del transistor, será tan reducida que no producirá distorsión apreciable.

4.2. *Detector de vídeo y primera etapa amplificadora*

Con una resistencia de carga de 2,7 kilohmios, se obtiene un compromiso aceptable entre el rendimiento y la respuesta de transitorios, si la capacidad total de carga es de unos 10 pF. Debido a que la capacidad de entrada de la primera etapa (seguidor de emisor) es del orden de 6 pF únicamente, se conecta, en paralelo con el resistor de carga *R1*, un condensador, *C1*, de 4,7 pF para obtener la capacidad total prevista.

4.3. *Redes de compensación*

La capacidad de entrada de la etapa de salida, con un valor de 100 pF, proporciona al circuito de base del transistor una constante de tiempo de unos 10 nanosegundos, lo cual corresponde a una anchura de banda de unos 15 MHz para —3 dB. El ajuste del control de contraste no tiene prácticamente efecto alguno sobre la curva de respuesta y en esta parte del circuito no es necesario adoptar precauciones especiales para aumentar la banda pasante.

No sucede lo mismo con el circuito de colector. La capacidad entre el colector del transistor BF 178 y masa, incluida la del refrigerador, es de unos 7 pF. A esta capacidad se debe añadir la de entrada del tubo de imagen excitado por cátodo, que es de unos 6 pF, y la del conductor que va del colector del transistor BF 178 al tubo de imagen, que puede considerarse de un valor próximo a 7 pF; por tanto, la capacidad de salida total es de 20 pF aproximadamente. Con una resistencia de carga de 4 kilohmios, se obtiene un ancho de banda a —3 dB de sólo 2 MHz aproximadamente.

Como quiera que este valor es demasiado bajo para la norma europea de 625 líneas, es preciso introducir una compensación adecuada.

a) Compensación en el circuito de colector

Una forma de mejorar el ancho de banda consiste en incluir una red de compensación en el circuito de colector. Con una red en paralelo puede obtenerse una mejora de 1,7 veces, a expensas del aumento de la sobremodulación de la respuesta transitoria en un 3 %. Si se usa una red combinada serie-paralelo, el ancho de banda puede mejorarse en un factor de 2,5, pero entonces aumenta la sobremodulación y la oscilación parásita.

b) Compensación en el circuito de emisor

Para introducir la compensación en el circuito del emisor, puede aumentarse la ganancia en la par-

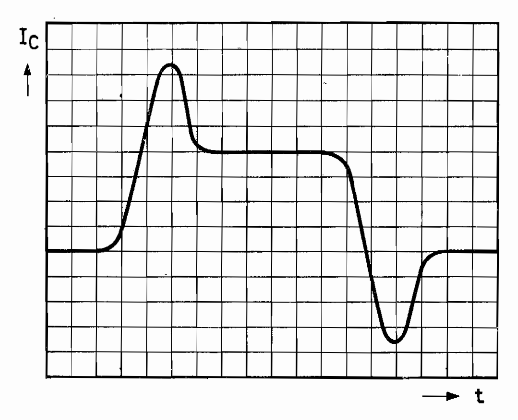


Fig. 10. Respuesta transitoria de la corriente de colector de un transistor de salida de vídeo con un condensador de capacidad elevada en paralelo con el resistor de emisor

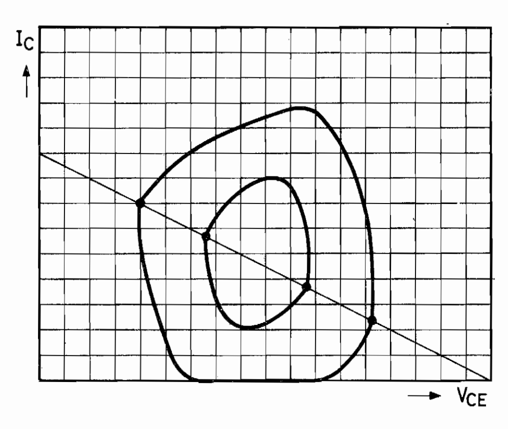


Fig. 11. Excursión del punto de trabajo del transistor de salida en el plano I_C-V_{CE} del transistor de salida cuando se utiliza un condensador de compensación de gran valor. El anillo interior representa el funcionamiento con señales débiles y el exterior con señales fuertes

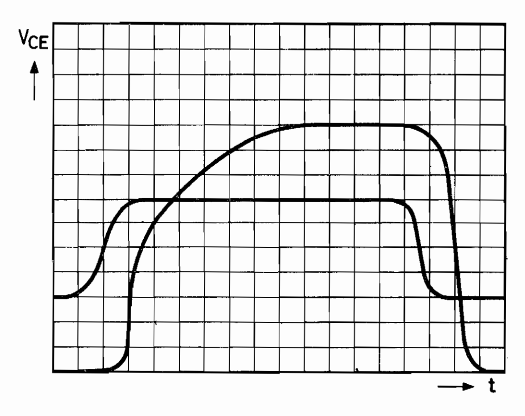


Fig. 12. Impulsos de tensión en el colector del transistor con un condensador de gran capacidad. Para grandes amplitudes (curva superior) el tiempo de subida de un transitorio positivo aumenta indebidamente

te alta de la gama de frecuencias de vídeo conectando un condensador en paralelo con la resistencia de emisor. Este método proporciona buenos resultados, especialmente con señales de bajo nivel; sin embargo, con señales fuertes puede introducir una distorsión inaceptable.

Este efecto puede explicarse por medio de la figura 10, la cual representa la corriente a través de un transistor con compensación en el emisor durante un transitorio, con una señal relativamente pequeña. Dado que la ganancia es mucho mayor para los flancos anterior y posterior que para la parte plana del impulso, se producen sobremodulaciones relativamente elevadas, particularmente si se utiliza un condensador de desacoplamiento del emisor de gran capacidad.

Como puede verse en la fig. 11, que representa la excursión del punto de trabajo en la característica I_C-V_{CE}, el impulso en sentido negativo queda limitado con señal de alto nivel debido a que la corriente no puede ser menor que cero. Aumenta así el tiempo de subida de la tensión (fig. 12). Como resultado se impone una restricción a este método de compensación, en el sentido de que no debe producirse recorte de la corriente aun cuando la señal alcance su valor máximo. En otras palabras, el valor de la resistencia de emisor determina el límite superior del valor del condensador de desacoplamiento.

c) Compensación en el circuito de base

También puede lograrse compensación conectando una inductancia en serie con el terminal de base del transistor de salida, de forma que, junto con la capacidad de entrada, forme un circuito resonante sintonizado a unos 4 MHz.

Un inconveniente de este método es que la parte de alta frecuencia de la señal de base del transistor de salida puede ser considerablemente mayor que la señal en el emisor del transistor de la primera etapa. El resultado será muy parecido al que hemos encontrado en el caso de la compensación de emisor si se utiliza un condensador de desacoplamiento demasiado elevado.

Otro inconveniente es que la capacidad de entrada (de la que depende la frecuencia de resonancia de la red de compensación) varía con el contenido de la imagen, de modo que la anchura de banda y la respuesta transitoria también varían.

d) Elección del método de compensación

En el amplificador de vídeo representado en la fig. 9 se utiliza una combinación de compensación en emisor y compensación paralelo en el circuito de colector.

El valor de la inductancia de colector puede obtenerse a partir de la expresión:

$$L = mR_L{}^2C_L,$$

siendo R_L la resistencia y C_L la capacidad distribuida de la inductancia.

Las figs. 13 y 14 muestran la mejora obtenida en el ancho de banda de — 3 dB y la sobremodulación en la respuesta transitoria en función de *m*. Si se calcula la inductancia de forma que $m = 0{,}4$, el ancho de banda puede aumentar en un 70 % a expensas de sólo un 3 % de sobremodulación de la respuesta transitoria. Como valores adecuados pueden tomarse $L = 120$ microhenrios; $R_L = 4000$ ohmios y $C_L = 20$ pF; el ancho de banda del circuito de colector puede elevarse así de 2 MHz a unos 3,4 MHz.

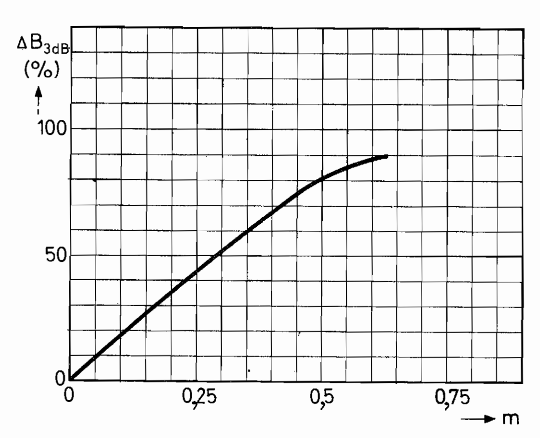


Fig. 13. Relación entre el aumento del ancho de banda de — 3 dB, y el factor *m*

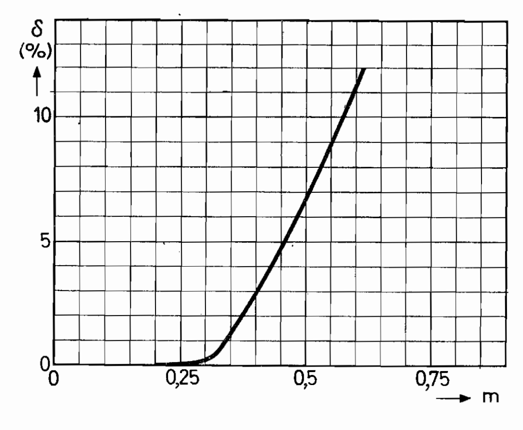


Fig. 14. Relación entre la sobremodulación y el factor *m*

En la práctica, este valor no puede obtenerse en el amplificador completo, porque el circuito detector y el circuito de base del transistor de salida ejercen asimismo cierta influencia en estas frecuencias. La anchura de banda de — 3 dB puede aumentarse hasta 4,5 MHz conectando un condensador de 220 pF en paralelo con el resistor de emisor del transistor de salida. Este condensador es lo bastante pequeño para no introducir efecto apreciable en la respuesta transitoria, incluso con la señal máxima.

4.4. *Protección contra descargas internas*

A no ser que se tomen medidas preventivas, en el cátodo del tubo de imagen pueden producirse descargas disruptivas debidas a sobretensiones transitorias de corta duración y tensión elevada, las cuales pueden deteriorar a los transistores del amplificador de vídeo, así como los de otras etapas del receptor. Este riesgo puede evitarse conectando un resistor adecuado entre el colector del transistor de salida de vídeo y el cátodo del tubo de imagen, y un explosor entre el cátodo y masa. Un resistor de 1,5 kilohmios aporta suficiente protección sin reducir apreciablemente el ancho de banda de vídeo. Para proteger el propio resistor, su disipación debe ser como mínimo de 1 vatio. El explosor debe tener una tensión máxima de ruptura de 3000 V.

4.5. *Acoplamiento de los circuitos de sincronización y CAG*

Generalmente, el amplificador de vídeo proporciona también las señales de sincronismo y de CAG. En un amplificador de dos etapas es conveniente utilizar la primera de ellas para dicho fin, debido a su baja impedancia de salida. Además, si el control de contraste está situado entre ambas etapas, el nivel constante de señal en la primera hace posible usar un sistema separador de impulsos de sincronismo relativamente sencillo.

Los impulsos de sincronismo en la salida (emisor) del transistor de la primera etapa tienen polaridad negativa, pero pueden obtenerse impulsos positivos en el colector incorporando un resistor adecuado en el circuito. Para mantener la impedancia de salida de la etapa en un valor reducido, la resistencia de colector no debe ser mayor que la resistencia total de emisor, teniendo en cuenta el circuito de control de contraste.

5. Medición de las características del amplificador

Para determinar el comportamiento del amplificador de vídeo descrito, debería hacerse funcionar éste en combinación con un amplificador de F.I. y un detector de vídeo. Sin embargo, para ello debería emplearse un generador de señal normal; la señal de doble banda lateral aplicada al amplificador de F.I. introduciría ciertas distorsiones que no se producen cuando se recibe una emisión de televisión. Para evitar estas distorsiones, las medidas en el amplificador de vídeo descrito se realizaron con señales comprendidas entre 0 y 5 MHz, y el detector de vídeo se simuló con una red de resistencia-capacidad como puede verse en la fig. 15. Esta red ejerce sobre la anchura de banda y la respuesta transitoria el mismo efecto que un detector de vídeo cargado con una resistencia de 2,7 kilohmios.

Para obtener una medida exacta de la respuesta transitoria, no se incorporaron al amplificador trampas de interportadora. Dado que los impulsos introducidos en el amplificador tenían un tiempo de subida de unos 20 nanosegundos, y contenían por lo tanto frecuencias muy superiores a 5 MHz, la supresión de las frecuencias entre 5 y 6 MHz por las trampas citadas habría dado lugar a oscilaciones y alteración de las medidas.

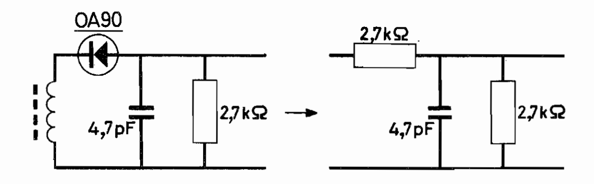


Fig. 15. Circuito del detector de vídeo y red *RC* equivalente utilizada para efectuar medidas en el amplificador de vídeo

5.1. *Respuesta de frecuencia*

La respuesta de frecuencia se midió con la ayuda de un generador de barrido que suministraba una señal de amplitud constante y de frecuencia variable entre 10 kHz y 10 MHz. Una vez rectificada, la señal de salida del amplificador se visualizó en la pantalla de un osciloscopio de rayos catódicos. Puesto que la capacidad de entrada del circuito rectificador es de unos 5 pF y la de salida del transistor provisto de refrigerador es del orden de 7 pF, debió añadirse una capacidad suplementaria de 8 pF para reproducir los 20 pF de la capacidad normal de carga.

La fig. 16 muestra las curvas de respuesta de frecuencia trazadas para tres posiciones del control de contraste. La tensión de salida del amplificador es de 80 V entre el nivel de negro y el de blanco para máximo contraste y de unos 10 V para mínimo contraste. Las curvas muestran que la anchura de banda de — 3 dB es mayor que 4,0 MHz para cualquier posición del potenciómetro de contraste y que la respuesta de frecuencia apenas resulta influenciada por este ajuste, cualquiera que sea su posición.

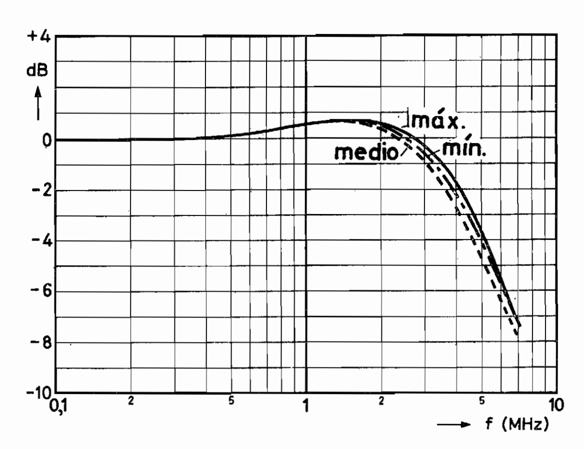


Fig. 16. Curvas de respuesta de frecuencia del amplificador de vídeo para tres posiciones del control de contraste

5.2. *Respuesta transitoria*

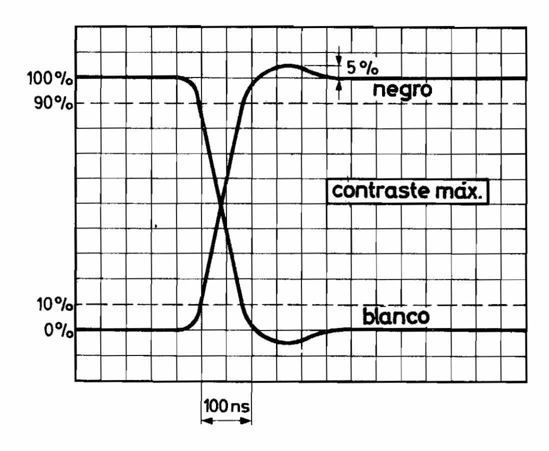
Para medir la respuesta transitoria, el amplificador se conectó a un generador de impulsos con tiempos de subida y caída de 20 ns, aproximadamente. Estos tiempos son tan reducidos comparados con la respuesta esperada del amplificador, que su efecto sobre las curvas medidas es despreciable.

La tensión de salida se observó en un osciloscopio que tenía una capacidad de entrada de 10 pF. En el colector del transistor de salida se conectó un condensador adicional de 3 pF, a fin de que, junto con la capacidad de cableado, el valor total de la capacidad de carga fuera de 20 pF.

Los gráficos de la figura 17 muestran la respuesta transitoria del amplificador para tres posiciones diferentes del control de contraste. Los tiempos de subida y caída son de unos 80 ns; la sobremodulación es del 5 % y no se aprecia sobreoscilación. La influencia del control de contraste es despreciable.

5.3. *Linealidad*

Para medir la linealidad del amplificador se aplicaron dos señales a su entrada:



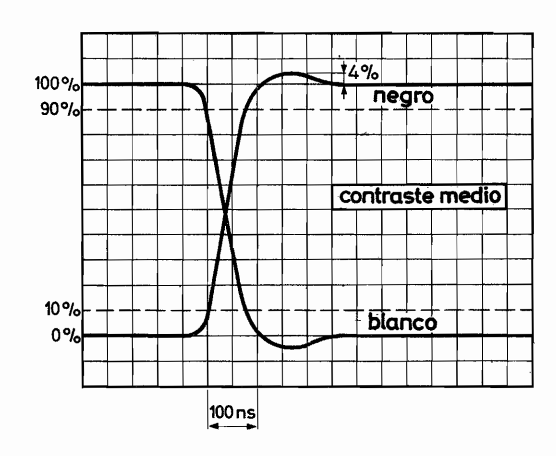
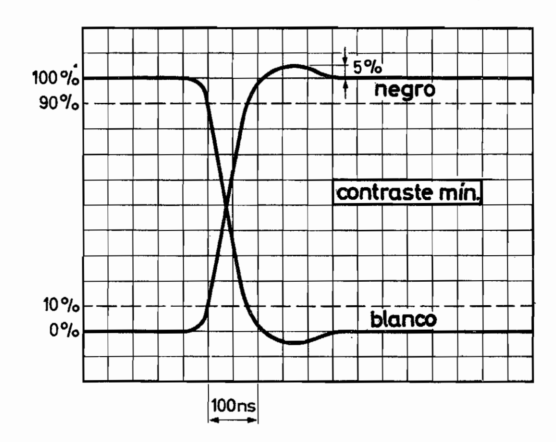


Fig. 17. Curvas de respuesta transitoria del amplificador de vídeo para tres posiciones del control de contraste



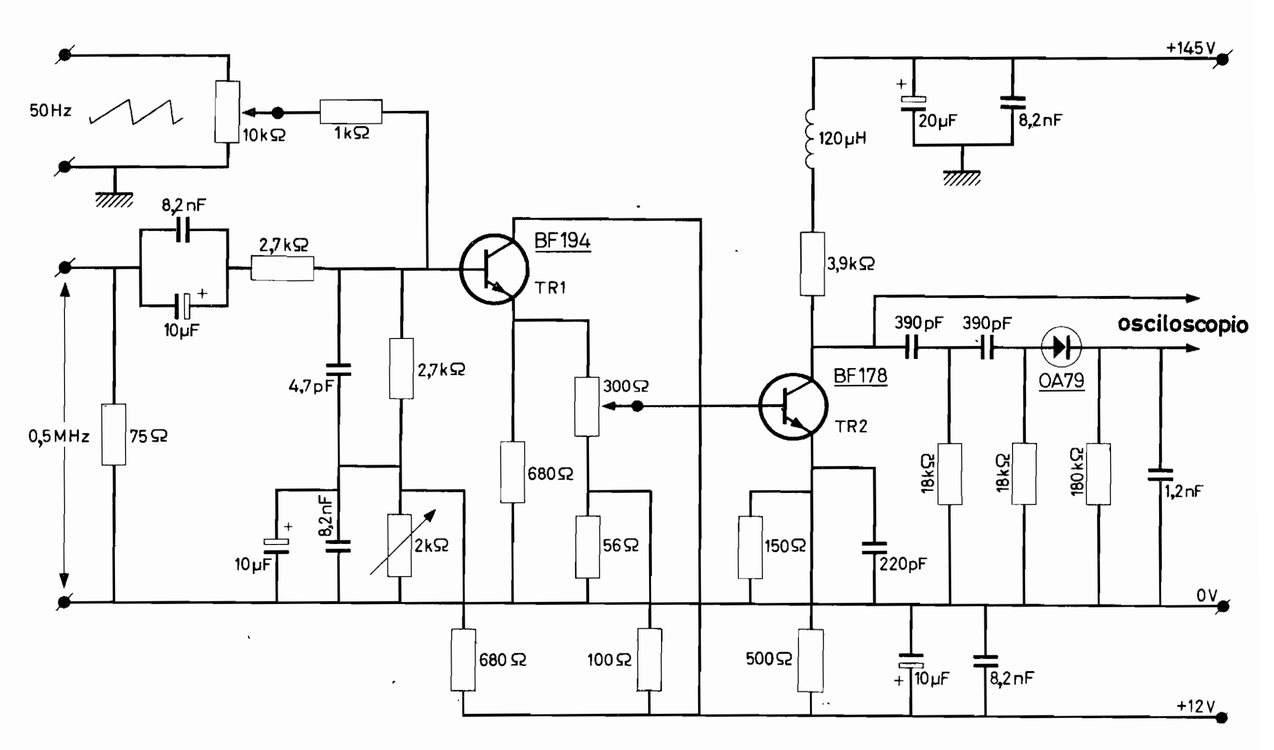


Fig. 18. Circuito utilizado para medir la linealidad del amplificador de vídeo

— una tensión en dientes de sierra con una frecuencia de 50 Hz y de amplitud suficiente para que la etapa de salida pudiera excitarse desde el punto de corte hasta el codo de la característica, y
— una señal sinusoidal con una frecuencia de 0,5 MHz y una amplitud de 10 mV pico a pico.

La fig. 18 muestra el circuito de medida. La señal de alta frecuencia presente en la salida del amplificador se separa de la señal en dientes de sierra mediante una red diferenciadora. A continuación, se rectifica y se aplica a un osciloscopio. La amplitud de esta señal da idea de la ganancia total entre el punto de corte y el codo.

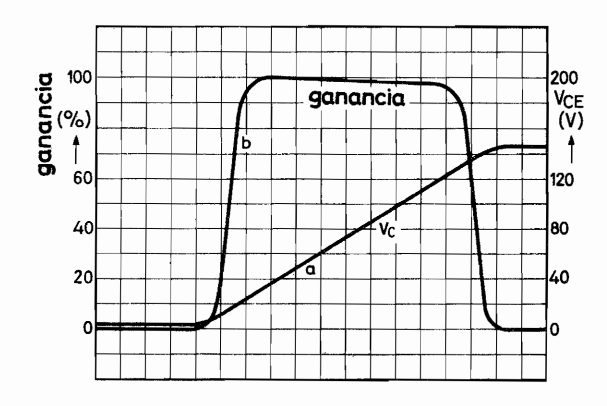


Fig. 19. Curvas de linealidad del amplificador de vídeo. La curva *a* muestra la excursión de la tensión de colector del transistor y la curva *b* la ganancia en los puntos correspondientes de la línea de carga

Para facilitar la medida de la tensión para la cual la ganancia se hace demasiado pequeña, la variación de tensión en el colector del transistor de salida se aplica asimismo a un osciloscopio. Con un instrumento de doble haz es posible observar simultáneamente ambos trazos.

Como se muestra en las curvas de la fig. 19, para una tensión colector-emisor comprendida entre 20 y 130 V, la ganancia permanece dentro del 10 % de su valor máximo. Dado que puede permitirse cierto recorte del impulso de sincronismo (en el lado de tensión elevada), resulta que incluso una variación de tensión de 20 a 140 V no da lugar a una falta de linealidad apreciable.

Para temperaturas elevadas de la unión, la tensión de codo de alta frecuencia puede llegar a 25 V. En este caso, la variación de tensión disponible está comprendida entre 30 y 140 V.

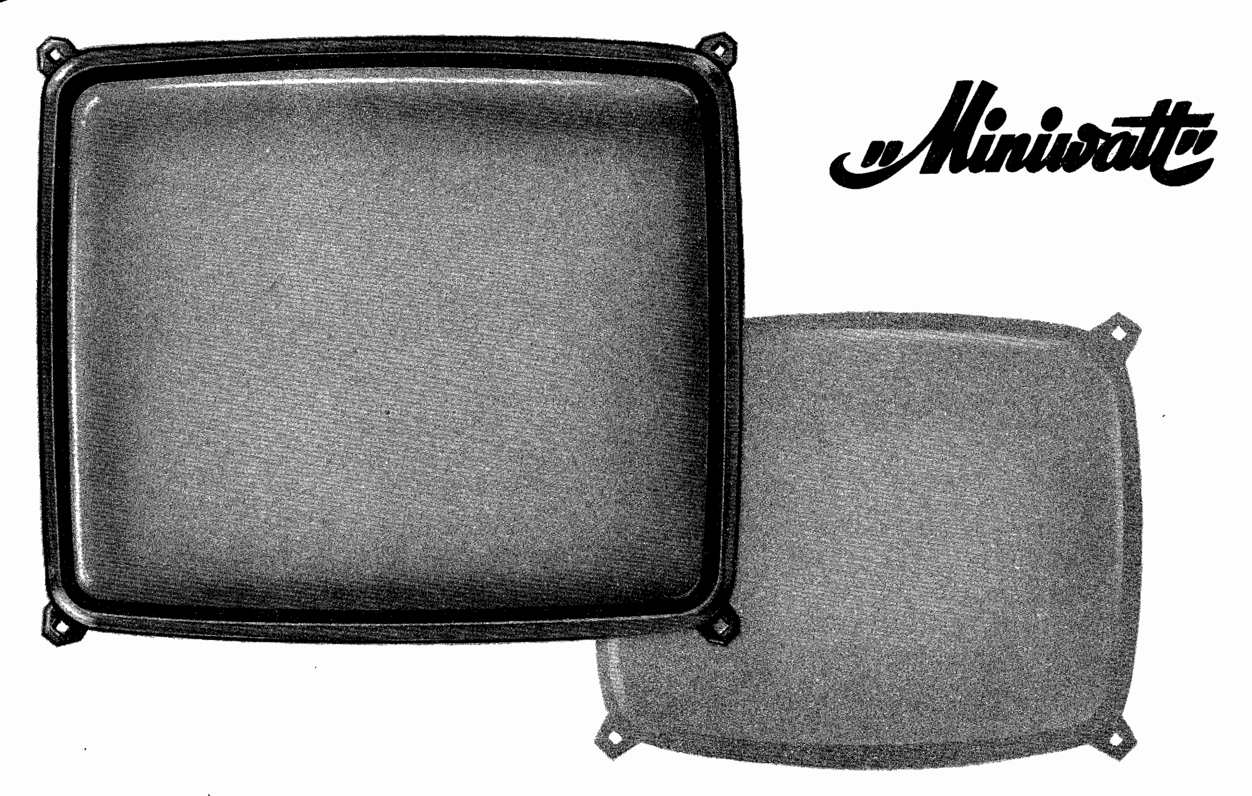
5.4. *Resumen de las principales características*

Indicamos a continuación los principales valores que resumen las características del circuito:

ganancia	30
tensión de salida (negro a blanco)	80 V
anchura de banda de —3 dB	4,0 MHz
tiempo de subida	80 ns
sobremodulación	5 %
relación del control de contraste	1 : 8

NUEVOS TUBOS DE IMAGEN

PANORÁMICOS de 20" y 24"



CON PANTALLA MÁS RECTANGULAR
Y MÁS PLANA

A50-120W de 20 pulgadas (50 cm.)
A61-120W de 24 pulgadas (61 cm.)

PROBLEMAS TÉRMICOS EN SEMICONDUCTORES

De todos los parámetros usados en la técnica de los semiconductores, los que se refieren a las magnitudes térmicas son, quizás, los más importantes. La mayor parte de los defectos y faltas de funcionamiento de un equipo que utilice semiconductores son debidos a una excesiva temperatura de la unión del semiconductor. Por ello es conveniente dar unas normas acerca del cálculo de las temperaturas, de los radiadores térmicos, de los sistemas de refrigeración y, en fin, de todos los datos posibles para afrontar con éxito la utilización racional de semiconductores.

1. NOTACIONES

Antes de abordar los cálculos térmicos propiamente dichos, es indispensable familiarizarse con los diferentes símbolos y notaciones que se emplean. Pueden dividirse en dos categorías; por una parte los referentes a las temperaturas y, por otra, los símbolos de las resistencias térmicas.

1.1. Temperatura

En un montaje con semiconductores pueden considerarse varios niveles entre las dos temperaturas extremas. Éstas vienen definidas por una temperatura máxima, que es la de la unión propiamente dicha, y una temperatura mínima, que es la del ambiente.

1.1.1. Símbolos de las temperaturas

Se refieren a cada nivel de temperatura hallado en el montaje. Son los siguientes:

T_j....... Temperatura de la unión
T_{fb}...... Temperatura del fondo de la cápsula
T_{case}.... Temperatura de la cápsula
T_r....... Temperatura del radiador térmico
T_{amb}..... Temperatura ambiente
T_{stg}...... Temperatura de almacenaje

1.2 Resistencia térmica

La salida del calor engendrado en las uniones se efectúa hacia el exterior, con más o menos facilidad según los diferentes obstáculos hallados. Estos obstáculos, denominados resistencias térmicas, pueden asimilarse a las resistencias dispuestas en un circuito eléctrico que se oponen al paso de la corriente.

1.2.1. Definición

Se denomina resistencia térmica a la mayor o menor posibilidad de disipación calorífica de un dispositivo. Se mide en grados centígrados por vatio y se expresa por el símbolo °C/W. Representa la elevación de temperatura de un dispositivo para una disipación de potencia de un vatio.

Si el calor se disipa rápidamente, la resistencia térmica es pequeña. Si, por el contrario, la conducción de calor es dificiente, la resistencia térmica es elevada. La noción de resistencia térmica se aplica

igualmente a las superficies yuxtapuestas o superpuestas; en este caso se trata de la resistencia térmica denominada de contacto, que viene a sumarse a la de los propios materiales.

1.2.2. Símbolos térmicos

Se refieren a cada nivel hallado en el montaje. Son los siguientes:

R_{th}...... Resistencia térmica total
R_{thj-fb}.. Resistencia térmica entre unión y fondo de la cápsula
R_{thfb-r}.. Resistencia térmica entre fondo de la cápsula y radiador
$R_{thr-amb}$. Resistencia térmica entre radiador y ambiente
$R_{thfb-amb}$. Resistencia térmica entre fondo de la cápsula y ambiente

2. REPRESENTACIÓN ANALÓGICA

Cualesquiera que sean las condiciones de trabajo impuestas a un semiconductor, éste disipa forzosamente una cierta potencia (expresada en vatios) que se traduce por una elevación de la temperatura en las uniones. Esta elevación de temperatura da lugar como resultado a un aumento de la corriente inversa, con lo cual aumenta de nuevo la temperatura, y así sucesivamente. Debido a que estas sucesivas elevaciones de temperatura son acumulativas, es preciso evacuar lo más rápida y eficazmente posible el calor engendrado, a fin de evitar la destrucción de los semiconductores por avalancha térmica.

La representación analógica de un circuito térmico se da en la figura 1. En dicho circuito se pueden encontrar todos los puntos de temperatura y las diferentes resistencias térmicas mencionadas en los apartados 1.1.1 y 1.2.2.

Se puede considerar un semiconductor en funcionamiento como un generador térmico que suministra una potencia total P_{tot}, expresada en vatios, igual a la potencia máxima que las uniones pueden soportar sin daño.

A partir del generador, el primer punto de temperatura a considerar es el de la unión (T_j), cuya transferencia de calor se efectúa hacia la cápsula a través de la resistencia térmica entre la unión y fondo de la cápsula R_{thj-fb}. Esta primera transferencia proporciona un nuevo nivel de temperatura (T_{fb}), que será la temperatura del fondo de la cápsula.

La cápsula, al estar fijada sobre un radiador térmico, evacúa las calorías que se le suministran a través del elemento de refrigeración. Por consiguiente, es preciso tener en cuenta la resistencia térmica entre fondo de la cápsula y radiador R_{thfb-r}, denominada resistencia térmica de fijación.

Debido a ello, el radiador recibirá un determinado número de calorías las cuales llevarán su temperatura a un nivel T_r superior, como es lógico, a la temperatura ambiente y que será tanto más elevado cuanto mayor sea su resistencia térmica $R_{thr-amb}$.

Es evidente, por tanto, que la diferencia de temperaturas entre la unión y el ambiente puede escribirse simplemente bajo la forma:

$$\Delta(T_j - T_{amb}) = \Delta(T_{amb} - T_r) + \Delta(T_r - T_{fb}) + \Delta(T_{fb} - T_j)$$

Las dos temperaturas extremas, la de la unión por una parte y la del ambiente por otra, proporcionan una diferencia que es igual a la suma de las elevaciones de temperatura de cada uno de los puntos considerados.

La figura 2 muestra la representación analógica de un circuito térmico. Esta representación es quizás más fácil de interpretar y no deja ningún lugar a duda acerca del efecto acumulativo de las elevaciones de temperatura y sobre el hecho de que la resistencia térmica total R_{th} sea igual a la suma de las resistencias térmicas parciales, según la expresión:

$$R_{thj-amb} = R_{thj-fb} + R_{thfb-r} + R_{thr-amb}$$

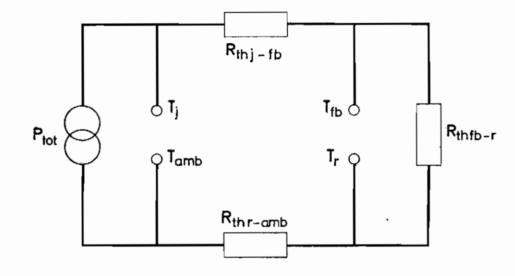


Figura 1

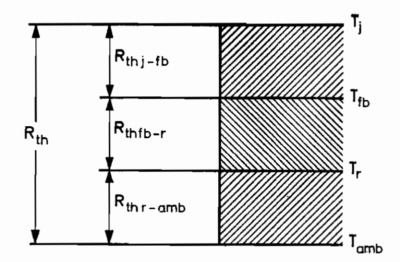


Figura 2

3. CÁLCULOS TÉRMICOS

En un montaje con semiconductores, se pueden determinar teóricamente todas las temperaturas mediante cálculos relativamente simples. Para ello es indispensable saber utilizar todos los datos propios de cada tipo de semiconductor, así como la ley de Ohm térmica.

3.1. - Ley de Ohm térmica

La forma general de la ley de Ohm térmica viene dada por la expresión:

$$T_j = T_{amb} + P_{tot}(R_{thj-fb} + R_{thfb-r} + R_{thr-amb}) \quad (1)$$

de la que se deduce:

a) la temperatura del fondo de la cápsula T_{fb}

$$T_{fb} = T_{amb} + P_{tot}\,(R_{thfb-r} + R_{thr-amb}) \quad (2)$$

b) la temperatura del radiador T_r

$$T_r = T_{amb} + (P_{tot} \times R_{thr-amb}) \quad (3)$$

c) la temperatura ambiente admisible T_{amb}

$$T_{amb} = T_j - P_{tot}(R_{thj-fb} + R_{thfb-r} + R_{thr-amb}) \quad (4)$$

d) la resistencia térmica entre unión y fondo de la cápsula R_{thj-fb}

$$R_{thj-fb} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}} - (R_{thfb-r} + R_{thr-amb}) \quad (5)$$

e) la resistencia térmica de fijación R_{thfb-r}

$$R_{thfb-r} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}} - (R_{thj-fb} + R_{thr-amb}) \quad (6)$$

f) la resistencia térmica del radiador $R_{thr-amb}$

$$R_{thr-amb} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}} - (R_{thj-fb} + R_{thrb-r}) \quad (7)$$

Por lo tanto, es posible, con estas expresiones, averiguar los valores de las resistencias térmicas, así como las temperaturas en todos los niveles de un montaje determinado.

Sea, por ejemplo, un semiconductor asociado a un radiador cuya resistencia térmica es de 2 °C/W, que debe trabajar a 50° C de temperatura ambiente y cuyas características se dan a continuación:

$$P_{tot} = 40 \text{ W}$$

$$R_{thj-fb} = 1° \text{ C/W}$$

$$R_{thfb-r} = 0{,}5° \text{ C/W}$$

3.1.1. *Cálculo de la temperatura de la unión*

La aplicación de la expresión (1) permite efectuar este cálculo:

$$T_j = 50 + 40\ (1 + 0{,}5 + 2) = 190 \text{ °C}$$

3.1.2. *Cálculo de la temperatura del fondo de la cápsula*

La expresión (2) nos da:

$$T_{fb} = 50 + 40\ (0{,}5 + 2) = 150 \text{ °C}$$

3.1.3. *Cálculo de la temperatura del radiador*

Se debe utilizar la expresión (3):

$$T_r = 50 + (40 \times 2) = 130 \text{ °C}$$

3.1.4. *Cálculo de la temperatura ambiente*

La expresión (4) da:

$$T_{amb} = 190 - 40\,(1 + 0{,}5 + 2) = 190 - 140 = 50 \text{ °C}$$

3.1.5. *Cálculo de la resistencia térmica entre unión y fondo de la cápsula*

De la expresión (5) se deduce:

$$R_{thj-fb} = \frac{190 - 50}{40} - (0{,}5 + 2) = 3{,}5 - 2{,}5 = 1 \text{ °C/W}$$

3.1.6. *Cálculo de la resistencia térmica de fijación*

La aplicación de la expresión (6) indica que:

$$R_{thfb-r} = \frac{190 - 50}{40} - (1 + 2) = 3{,}5 - 3 = 0{,}5 \text{ °C/W}$$

3.1.7. *Cálculo de la resistencia térmica del radiador*

La expresión (7) da:

$$R_{thr-amb} = \frac{190-50}{40} - (1+0{,}5) = 3{,}5 - 1{,}5 = 2\ °C/W$$

Las resistencias térmicas pueden calcularse igualmente dividiendo las elevaciones de temperatura por la potencia total disipada. Por consiguiente:

a) $$R_{thj-fb} = \frac{T_j - T_{fb}}{P_{tot}} \quad (8)$$

de donde:

$$R_{thj-fb} = \frac{190-150}{40} = 1\ °C/W$$

b) $$R_{thfb-r} = \frac{T_{fb} - T_r}{P_{tot}} \quad (9)$$

de donde:

$$R_{thfb-r} = \frac{150-130}{40} = 0{,}5\ °C/W$$

c) $$R_{thr-amb} = \frac{T_r - T_{amb}}{P_{tot}} \quad (10)$$

de donde:

$$R_{thr-amb} = \frac{130-50}{40} = 2\ °C/W$$

De los cálculos precedentes se deduce que los valores de las resistencias térmicas deben ser lo más reducidos posible a fin de poder utilizar los dispositivos de potencia con todas sus posibilidades. En efecto, es preciso considerar que las pérdidas, en ocasiones, son de varios centenares de vatios y que, solamente algunas décimas de grado por vatio ganadas en la resistencia térmica, permiten mejorar en gran manera el rendimiento total.

4. CURVAS CARACTERÍSTICAS TÉRMICAS

Los fabricantes de semiconductores suministran varias clases de datos para indicar los parámetros térmicos. Estos datos pueden presentarse bajo forma de curvas que dan:

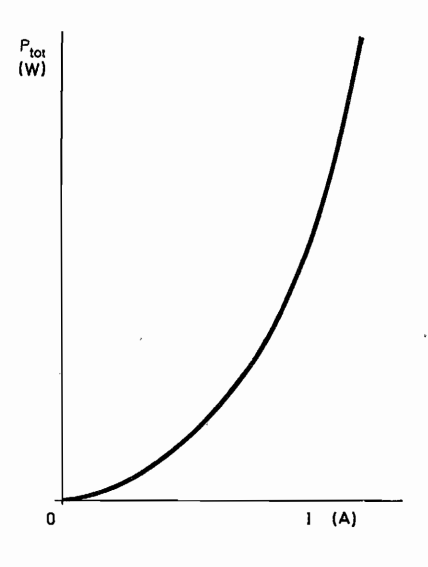


Figura 3

a) las pérdidas en vatios, en función de la corriente (fig. 3),

b) la temperatura ambiente que no debe sobrepasarse para una intensidad determinada *I*, con una resistencia térmica del radiador dada (figura 4). Esta figura nos confirma que, para una cierta intensidad *I*, la temperatura ambiente T_{amb} permitida es tanto mayor cuanto menor es la resistencia térmica del radiador $R_{thr-amb}$.

$$R_{thr-amb},\ a > b > c > d \text{ y } T_{amb},\ T_1 < T_2$$

Todas las características térmicas que indican las relaciones entre la potencia disipada para una intensidad dada, la temperatura del fondo de la cápsula, la temperatura ambiente y la resistencia térmica del

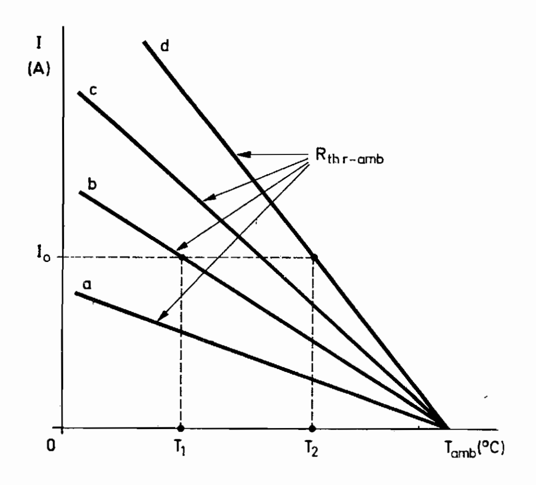


Figura 4

radiador, pueden agruparse en un gráfico con varias entradas, como muestra la figura 5. Esta presentación tiene un interés particularmente práctico al poseer la ventaja de permitir la lectura directa cualquiera que sea el parámetro de que se disponga.

En la parte izquierda se puede observar la curva de las pérdidas en función de la intensidad exigida (figura 3). En la parte derecha (figura 4), se sitúan los parámetros cuyo origen es la temperatura límite de las uniones T_j. Aunque la utilización de este gráfico es muy simple, un ejemplo permitirá mostrar la facilidad de su empleo.

Si se admite una corriente dada *I*, tomada en la escala de las intensidades, la parte izquierda del gráfico indicará las pérdidas correspondientes, punto *C*, cuyo valor está dado en *P*. La recta, con el punto *P* como origen, pasa por el punto *C* y prolongada hasta el eje de temperaturas del fondo de la cápsula, lo corta en el punto *A*. Este punto indica la temperatura del fondo de la cápsula para la intensidad elegida en un principio.

La recta *PCA*, así obtenida, corta los diferentes valores de resistencias térmicas de los radiadores posibles y, si se toma el punto de intersección *D* de esta recta con uno de los valores térmicos (valor de la curva *c*, por ejemplo), la proyección de este punto sobre el eje de las temperaturas ambiente proporcionará

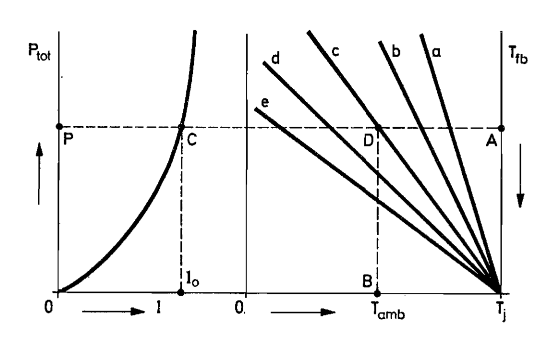


Figura 5

el valor máximo de dicha magnitud, el cual no debe sobrepasarse. Este punto será el *B*.

También se hubiera podido fijar la temperatura ambiente de funcionamiento y el valor de la resistencia térmica del radiador con el fin de hallar la intensidad permitida. De la misma manera se hubiera podido determinar la intensidad teniendo como base de partida la temperatura ambiente y la del fondo de la cápsula; en uno u otro caso se debería proceder de la misma forma, teniendo como referencia la temperatura ambiente y la del fondo de la cápsula. En ambos casos se operaría bajo la misma norma con orígenes distintos.

Si se considera el orden cronológico de empleo se tiene:

$I - C \rightarrow P \rightarrow A \rightarrow D \rightarrow B$ (ejemplo de utilización citado), o
$B \rightarrow D \rightarrow A \rightarrow C \rightarrow I$, o también,
$B - D \rightarrow A \rightarrow P \rightarrow C \rightarrow I$

De hecho, con dos parámetros térmicos conocidos, esta presentación gráfica permite calcular todas las posibilidades de un montaje dado.

5. DISPOSITIVOS DE REFRIGERACIÓN

Los dispositivos de refrigeración para semiconductores de potencia pueden clasificarse en tres categorías:

a. los radiadores planos,
b. los radiadores de aletas inyectados, y
c. los radiadores de perfiles extrusionados

No se detallan los dispositivos de refrigeración por circulación de agua ya que, en general, forman parte integrante del cuerpo del semiconductor. En la práctica los radiadores inyectados o los de perfiles obtenidos por extrusión son los más empleados. Los radiadores planos se utilizan, en general, cuando los valores de las resistencias térmicas exigidas son de varios grados por vatio y cuando las pérdidas en los semiconductores no exceden de 50 ó 60 vatios. En efecto, como se verá a continuación, las superficies de los dispositivos planos, por encima de los valores indicados, se hacen rápidamente prohibitivas.

5.1. Radiadores planos

No se pretende en este artículo desarrollar en detalle el cálculo de los radiadores. Las características térmicas de éstos se publican para cada tipo; sin embargo, en el caso de los radiadores planos es conveniente conocer el procedimiento para calcular rápidamente la superficie de los mismos.

En un refrigerador, el calor se disipa por caminos distintos, cuyo conjunto constituye la resistencia térmica propia del refrigerador. Son los siguientes:

a. evacuación por conducción calorífica propia del material utilizado y que depende de su estructura y de la superficie en contacto con el aire ambiente,
b. evacuación por radiación, y
c. evacuación por convección propia, de acuerdo con la diferencia de temperatura entre el aire ambiente y el radiador.

El conjunto de las vías de evacuación se denomina coeficiente de expansión térmica, simbolizado por la letra δ, y vale, para los materiales corrientes, cobre o aluminio, entre 1 y 3 mW/cm².

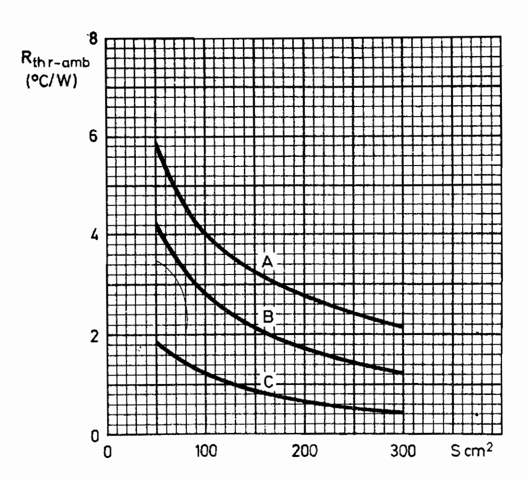


Fig. 6. Resistencia térmica en función de la superficie de un radiador plano de cobre de 2 mm o de aluminio de 3 mm montado verticalmente.

A - brillante, convección libre.
B - ennegrecido, convección libre.
C - ventilación forzada 5 m/s.

Como indica la figura 6, la resistencia térmica de un radiador es:

a. inversamente proporcional a su superficie,
b. directamente dependiente de su acabado (brillante o ennegrecido), y
c. directamente proporcional a la diferencia de temperatura entre el medio ambiente y el propio radiador (la ventilación forzada mantiene la temperatura ambiente a un valor prácticamente constante del orden de 40°C).

5.1.1. Cálculo de un radiador plano

La expresión que permite el cálculo de un radiador plano es:

$$S = \frac{1}{R_{th_r-amb}\ \delta}$$

en la cual S viene dada en cm², R_{th_r-amb} en °C/W y δ en W/cm².

Sea, por ejemplo, el cálculo de la superficie de un radiador plano de 3 °C/W. Se tomará un valor medio de coeficiente de expansión térmica de 2 mW/cm².

Sustituyendo valores:

$$S = \frac{1}{3 \times 2 \times 10^{-3}} = \frac{10^3}{6} = 166 \text{ cm}^2$$

Debe tenerse en cuenta que, en el caso de un radiador plano determinado con esta expresión, la resistencia térmica de 3 °C/W considerada es válida con la condición expresada de que las dos caras del refrigerador contribuyan a la evacuación calorífica. Esto implica naturalmente que la placa de refrigeración esté montada verticalmente y que no se encuentre muy próxima a una pared que pueda impedir el intercambio térmico por convección natural.

Si se toma como refrigerador un chasis horizontal, debe considerarse como elemento de refrigeración únicamente la cara superior del mismo y, en este caso, para una misma resistencia térmica deseada, se debe duplicar la superficie hallada según la expresión anterior.

Es fácil comprender, a partir de las curvas de resistencia térmica de la figura 6, que se llega rápidamente a dimensiones geométricas desproporcionadas si se utilizan refrigeradores planos. Por lo tanto, en la mayoría de los casos, es necesario utilizar elementos inyectados de aletas múltiples, cuyas resistencias térmicas, para un valor determinado del volumen del refrigerador, son menores que las de los radiadores planos.

5.2. Radiadores inyectados

Si se deben evacuar un gran número de calorías, como ocurre en los dispositivos de potencia cuyas pérdidas se cifran en centenares de vatios, no hay posibilidad práctica de usar radiadores planos. Por ello, se ha desarrollado una completa gama de radiadores de aluminio inyectado, de los que se muestra un ejemplo en la figura 7. Este radiador permite evacuar pérdidas que pueden llegar a 500 ó 600 vatios.

Estos refrigeradores tienen, en general, una parte plana para fijar el dispositivo semiconductor, a fin de limitar en lo posible la resistencia térmica entre el fondo de la cápsula y el disipador propiamente dicho. No es necesario decir que la cápsula del semiconductor considerado debe tener igualmente una superficie perfectamente plana. El empleo de grasa de siliconas interpuesta entre las dos superficies reduce la resistencia térmica de contacto.

La figura 7 representa un radiador previsto para rectificadores de base plana, capaces de disipar hasta 350 vatios. La resistencia térmica de dicho radiador es del orden de 0,5 °C/W para una disipación de

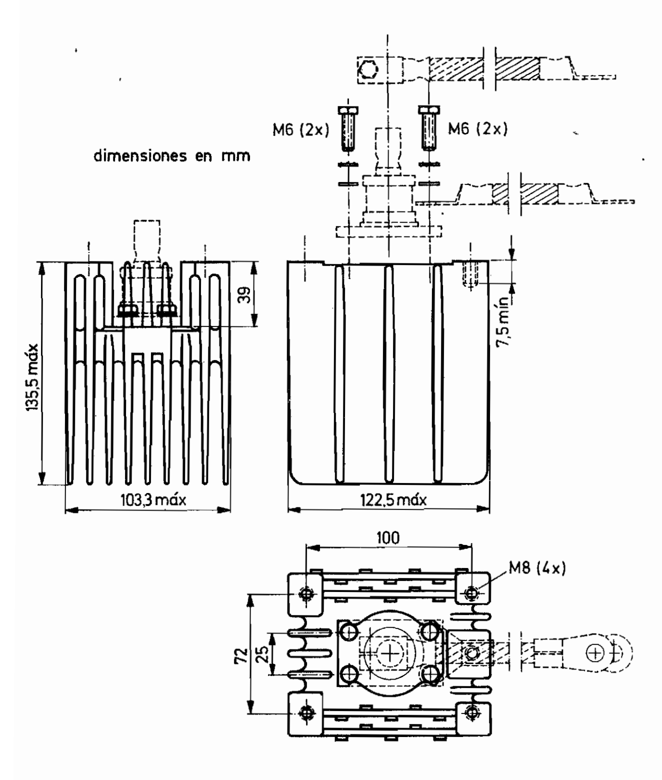


Figura 7

200 vatios, en convección natural. Si se utiliza un sistema de refrigeración por aire forzado, con una velocidad del aire de 3 m/s, la resistencia térmica del refrigerador desciende a 0,2 °C/W.

Se debe observar que en el sistema de ventilación forzada, la resistencia térmica de un refrigerador es prácticamente independiente de la potencia calorífica a evacuar. Por el contrario está ligada a la velocidad del flujo de aire y, como es lógico, es tanto menor cuanto mayor es dicha velocidad. Ello procede del hecho de renovarse constantemente las capas de aire en la proximidad inmediata de las aletas, encontrándose en la práctica que la temperatura ambiente en los alrededores de un conjunto como el citado se estabiliza entre 35 y 40°.

6. DATOS PUBLICADOS

Tanto en el caso de dispositivos semiconductores como en el de refrigeradores, es indispensable publicar los diferentes parámetros térmicos.

6.1. Datos térmicos de un rectificador

Como ya se ha visto en el párrafo 4 (figura 5), cada dispositivo semiconductor puede caracterizarse por una red térmica completa como la representada en la figura 8. Esta red corresponde a un rectificador de 100 amperios. Este rectificador puede disipar como máximo 150 vatios, tiene una resistencia térmica entre unión y fondo de la cápsula de 0,4 °C/W y admite una temperatura máxima de trabajo de 190°C.

Se debe observar que, en las resistencias térmicas indicadas en la parte derecha de la gráfica, las cifras dadas corresponden a la resistencia térmica entre fondo de la cápsula y ambiente, $R_{thfb-amb}$. Esta última está constituida por la suma de la resistencia térmica de fijación R_{thfb-r} y la resistencia térmica propia del refrigerador $R_{thr-amb}$ (ver figuras 1 y 2 del párrafo 2).

6.1.1. Determinación del radiador

Sea un rectificador utilizado en un montaje trifásico, el cual debe suministrar una corriente media I_{FAV} de 65 amperios a una temperatura ambiente de 40° C. La figura 8 permitirá determinar rápidamente la resistencia térmica del refrigerador a utilizar. Por lo tanto, se aplicará el proceso seguido en el párrafo 4.

En la parte izquierda a partir del punto que corresponde a 65 amperios, sobre la curva de las pérdidas en potencia trifásica, se determina la potencia disipada P_{tot}. Su valor es de 90 W. A continuación se halla la temperatura del fondo de la cápsula T_{fb} = 154 °C.

En la parte derecha, a partir del punto le temperatura ambiente correspondiente a 40 °C, la intersección de la recta trazada desde aquel punto con la que relaciona pérdidas y temperatura del fondo de la cápsula, indica el valor $R_{thfb-amb}$. Este valor es de 1,3 °C/W. La resistencia térmica de fijación publicada es de 0,1 °C/W, y la del refrigerador será, por lo tanto:

$$R_{thr-amb} = R_{thfb-amb} - R_{thfb-r}$$

de donde:

$$R_{thr-amb} = 1{,}3 - 0{,}1 = 1{,}2 \text{ °C/W}$$

En estas condiciones de funcionamiento, la temperatura de la unión T_j será

$$T_j = T_{amb} + P_{tot}\ (R_{thj-fb} + R_{thfb-r} + R_{thr-amb})$$

Substituyendo:

$$T_j = 40 + 90\ (0{,}4 + 0{,}1 + 1{,}2) = 190 \text{ °C}$$

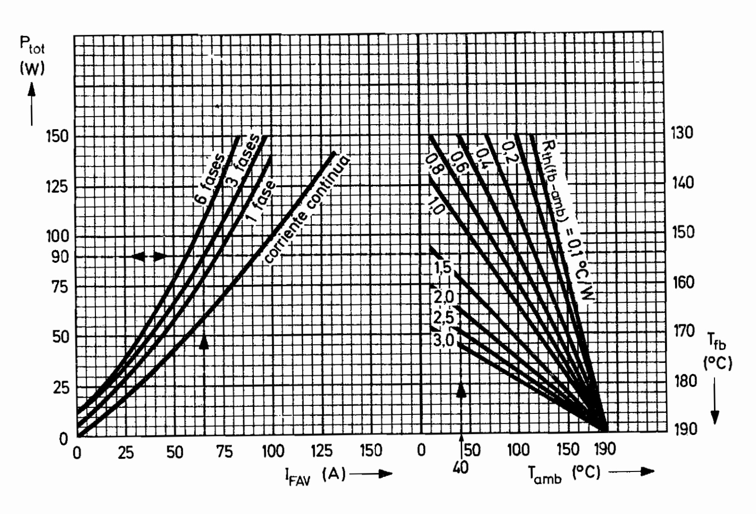


Figura 8

6.1.2. Caso de un radiador con varios semiconductores

Algunos radiadores están diseñados para recibir dos semiconductores. Éstos pueden ser idénticos desde el punto de vista de las pérdidas y, en este caso, la resistencia térmica del propio radiador debe calcularse para evacuar el doble de las pérdidas de cada uno de los elementos.

Por el contrario, si las pérdidas de cada uno de los semiconductos son diferentes, la determinación del radiador debe basarse sobre el elemento que disipa más. Considérese, por ejemplo, el caso de un rectificador y un tiristor montados sobre el mismo radiador. Se verá a continuación que, para una misma intensidad I_{FAV}, las pérdidas de un tiristor son superiores a las de un rectificador.

Para una corriente media idéntica, los datos publicados para cada elemento son los siguientes:

	Rectificador	*Tiristor*
P_{tot}	15 W	35 W
$T_{fb-máx}$	80 °C	120 °C
R_{thfb-r}	0,1 °C/W	0,1 °C/W

El punto de temperatura más elevado viene determinado por la temperatura máxima del fondo de la cápsula del tiristor, es decir, 120 °C. Este valor conduce a una temperatura del radiador:

$$T_r = T_{fb} - (P_{tot} \times R_{thfb-r})$$

de donde:

$$T_r = 120 \pm (35 \times 0,1) = 116,5 \text{ °C}$$

Si se supone una temperatura ambiente de 40 ° C, la elevación de temperatura del radiador no deberá exceder de:

$$\Delta T_r = T_r - T_{amb}$$

de donde:

$$\Delta T_r = 116,50 - 40 = 76,5 \text{ °C}$$

La potencia total disipada es igual a la suma de las disipaciones de cada elemento, es decir: $P_{tot} = 15 + 35 = 50$ W.

En estas condiciones la resistencia térmica del radiador vendrá dada por la expresión (10), de donde:

$$R_{thr-amb} = \frac{76,5}{50} = 1,53 \text{ °C/W}$$

6.2. Datos térmicos de un radiador

Los datos térmicos de un radiador deben suministrar normalmente las dos curvas que se representan en las figuras 9 y 10. Estas curvas, que se refieren a un radiador inyectado cuyo aspecto se muestra en la figura 11, no precisan ninguna explicación especial. La figura 9 indica la variación de la resistencia térmica $R_{thr-amb}$ en función de la potencia P_{tot} a evacuar; la figura 10 indica la resistencia térmica en función de la velocidad del aire, en el caso de una ventilación forzada.

También es posible que las indicaciones térmicas se publiquen en forma de ábacos con los cuales se puedan determinar las resistencias térmicas o las velocidades del aire en función de las potencias disipa-

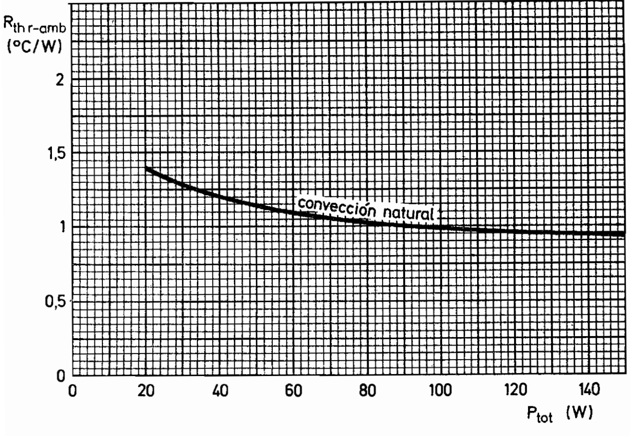


Figura 9

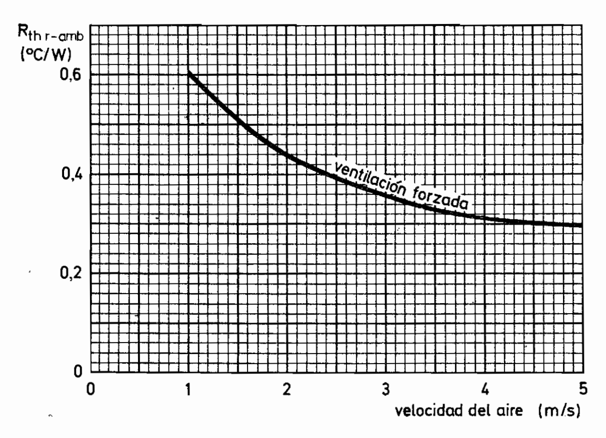


Figura 10

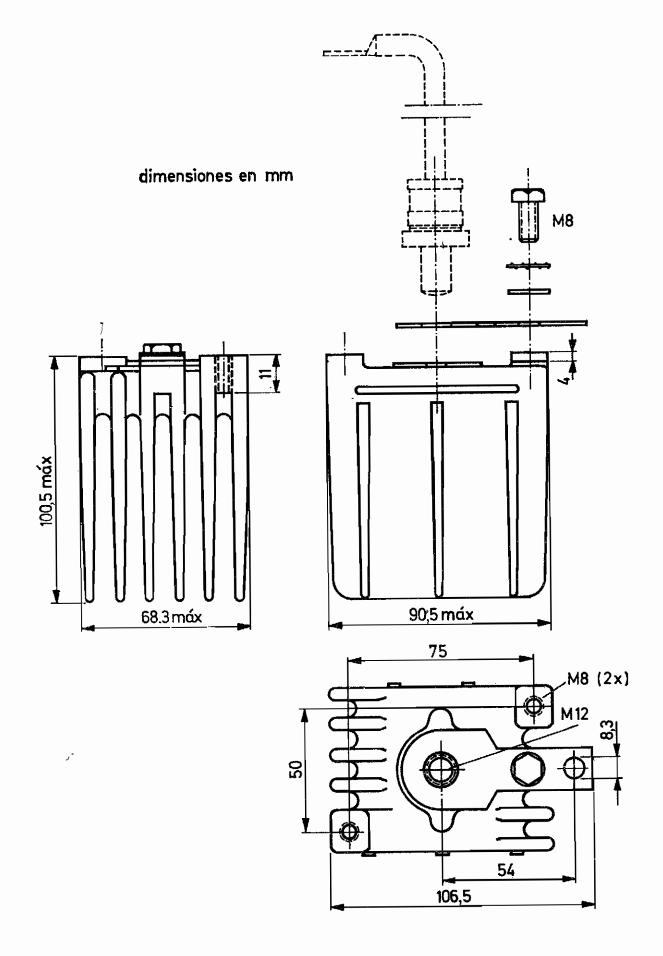


Figura 11

das. Un ejemplo de ábaco se muestra en la figura 12. Este ábaco se refiere a seis tipos de refrigeradores y se utiliza de la misma forma que la característica térmica dada para los rectificadores en la figura 8.

6.2.1. *Determinación de la resistencia térmica*

Sea un rectificador, montado sobre un radiador del tipo 56266 que disipa una potencia total P_{tot} de 2,5 W en convección natural. En estas condiciones, el ábaco de la figura 12 permitirá determinar fácilmente la resistencia térmica del radiador.

Partiendo del punto de potencia correspondiente a 2,5 W, en la parte derecha, la recta horizontal corta a la recta que se refiere al radiador dado en el punto *A*. A partir de este punto, la vertical corta a la recta de convección natural en el punto *B*. Este punto sirve de origen a la horizontal que, sobre la escala de las resistencias térmicas, parte izquierda del ábaco, indicará la resistencia térmica $R_{thr-amb}$ del radiador, es decir, 13,4 °C/W.

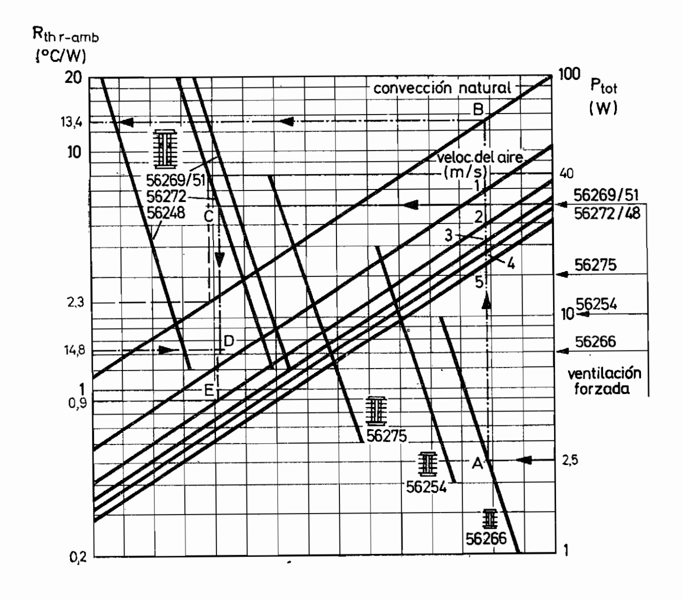


Figura 12

6.2.2. Determinación de la velocidad del aire

Siempre con el ábaco de la figura 12, se puede determinar la velocidad del aire en el caso de una ventilación forzada. Las flechas que figuran en la parte extrema derecha indican, para cada tipo de radiador, la potencia a partir de la cual, en el caso de una ventilación forzada, es prácticamente constante la resistencia térmica del refrigerador.

Sea, por ejemplo, un radiador del tipo 56272 que debe disipar 40 W y cuya resistencia térmica no debe exceder de 1,5 °C/W. Con ventilación natural, por el mismo método que el utilizado en el párrafo precedente, se obtiene una resistencia térmica de 2,3 °C/W para una disipación de 40 W; por lo tanto, se precisa ventilación.

Partiendo de la flecha relativa al radiador dado, la horizontal corta a la curva de este radiador en el punto *C*. Desde este punto se baja una vertical. A partir del valor de resistencia térmica deseada se traza una horizontal; ésta corta en *D* a la vertical trazada desde *C*. El punto *D* se situará en la recta que indica la velocidad del aire requerida, en este caso aproximadamente 0,8 m/s. Para una resistencia térmica de 0,9 °C/W, se debería considerar una velocidad del aire 2 m/s (punto *E*).

PROTECCIÓN DE TRANSISTORES

con redes Zobel

Las etapas de salida de los amplificadores de audiofrecuencia emplean en general un par de transistores complementarios. Una coincidencia de circunstancias adversas puede determinar el deterioro de dichos transistores. En este artículo se describe la forma en que ello tiene lugar y un circuito adecuado para impedirlo.

Ruptura en los transistores

En la fig. 1 se representa el circuito básico de una etapa de salida con un par de transistores complementarios. El límite de funcionamiento de estos transistores viene dado por una línea continua similar a la del gráfico de la fig. 2. Mientras la línea de carga permanezca dentro de la zona limitada por la línea continua, los transistores no resultarán perjudicados a causa de una sobrecarga. Con una carga resistiva pura, es fácil proyectar el circuito de forma que se cumpla siempre esta condición. Sin embargo, si la carga es inductiva, los transistores pueden resultar perjudicados debido a sobrecargas.

Las condiciones que, presentándose simultáneamente, pueden producir el deterioro de un transistor son:

1) recepción de grandes señales,

2) empleo de transistores con tensión de ruptura, V_{CEO}, inferior a la tensión de alimentación, y

3) empleo de una carga inductiva.

Una gran señal para *TR1* es, en realidad, similar a una onda cuadrada. El flanco de sentido positivo saturará al transistor de excitación, *TR1*. La tensión de colector de *TR1* (y, por tanto, los potenciales de base de *TR2* y *TR3)* disminuirá de forma que *TR2* (NPN) pasa a conducir y *TR3* (PNP) queda cortado. Al llegar el flanco negativo de la señal, *TR1* y *TR2* quedan cortados y *TR3* conduce. Simultáneamente, la corriente que atraviesa la carga invertirá su sentido, caso de ser ésta puramente resistiva. Pero si es inductiva, la inductancia se opondrá a la inversión de la corriente.

La inductancia y la tendencia a la inversión de la corriente de carga determinan una rápida disminución de la tensión en el punto *A*. Si la tensión de ruptura de *TR2* es mayor que la tensión de alimentación, el punto *A* quedará a un potencial ligeramente negativo con respecto al chasis. Entonces, el transistor *TR3* actuará como transistor inverso y disipará la energía almacenada en la inductancia.

Pero si la tensión de ruptura de *TR2* es menor que la tensión de alimentación, en este transistor se producirá la ruptura antes de que el punto *A* sea negativo. La energía almacenada en la inductancia se disipará entonces en la zona de ruptura del transistor, lo que puede ser suficiente para determinar el deterioro de *TR2*. Al producirse el fallo de este transistor, se aplicará toda la tensión de alimentación a *TR3*, el cual probablemente resultará también dañado a causa de excesiva disipación.

En la fig. 2 se han representado las líneas de carga para una carga resistiva pura y para una carga parcialmente inductiva, así como la curva que defi-

ne los límites de funcionamiento. Puede verse que, con carga parcialmente inductiva, se produce una sobreexcitación en el transistor que trabaja fuera de los límites durante una parte del ciclo; sin embargo, con carga resistiva pura, el funcionamiento se encuentra siempre dentro de dichos límites.

Protección de los transistores

Dado que la mayoría de los altavoces contienen inductancia, los circuitos de salida deben proyectarse cuidadosamente para que, en ningún caso, se reúnan las tres condiciones mencionadas para el deterioro de los transistores.

La limitación de las señales y de la potencia para la carga puede introducir distorsión e impedir la plena utilización de los transistores. Por tanto, un sistema mejor para impedir dicho fallo sería utilizar transistores cuya tensión de ruptura fuera mayor que la tensión de alimentación, pero no siempre es posible aplicar este método.

Otro sistema para proteger los transistores de un par complementario consiste en conectar una red especial en paralelo con el altavoz, de forma que la carga presentada a los transistores sea puramente resistiva. Esta red se denomina «red de Zobel», y en su forma más sencilla puede estar formada por un resistor, R_Z, en serie con un condensador, C_Z. Si el altavoz equivale a una resistencia R_S en serie con una inductancia L_S, los componentes de la red de Zobel en paralelo con el altavoz deben tener los valores siguientes:

$$R_Z = R_S$$

$$C_Z = \frac{L_S}{R_S^2}$$

Si se satisfacen estas relaciones, la combinación en paralelo de altavoz y la red de Zobel representará para los transistores una impedancia puramente resistiva.

En realidad, el altavoz equivale sólo aproximadamente a una resistencia en serie con una inductancia. Por tanto, el empleo de la red de Zobel no dará una carga puramente resistiva, pero la similitud será suficiente y los transistores tendrán una protección suficientemente elevada. Evidentemente, una red de Zobel puede ser utilizada únicamente con el altavoz para el cual se ha proyectado. Puesto que los diferentes altavoces tienen diferentes inductancias, se necesitarán diferentes valores de C_Z para redes de Zobel destinadas a diferentes altavoces.

Elección de componentes

El valor de la capacidad de la red de Zobel suele ser del orden de varios microfaradios. Por ejemplo, supongamos un altavoz de 4 ohmios con una inductancia de unos 0,5 mH; la red de Zobel correspondiente deberá tener una capacidad de 32 microfaradios aproximadamente. Por lo tanto, puede ser ne-

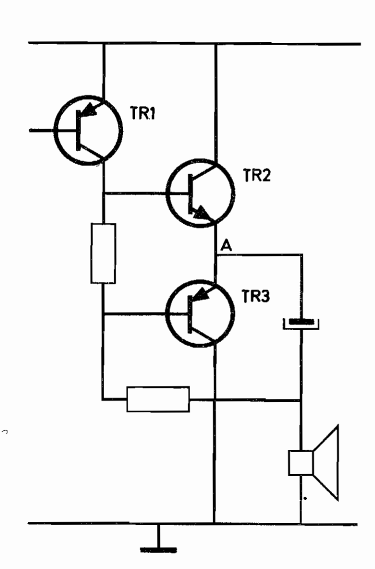


Fig. 1. Circuito básico de la etapa de salida de un amplificador equipado con un par de transistores complementarios

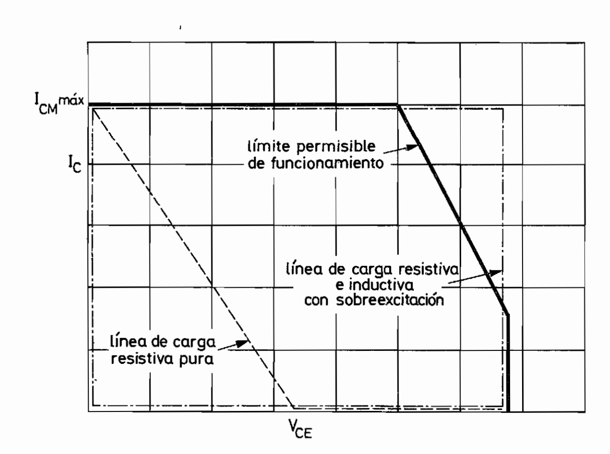


Fig. 2. Límites de funcionamiento y líneas de carga para un transistor en un par complementario

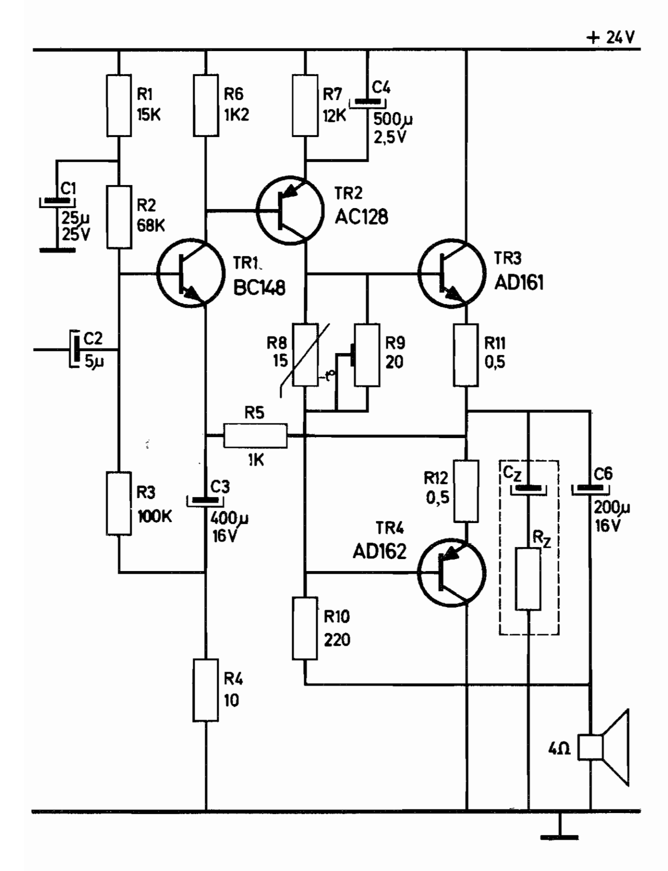


Fig. 3. Circuito de un amplificador de 10 vatios equipado con una red de Zobel

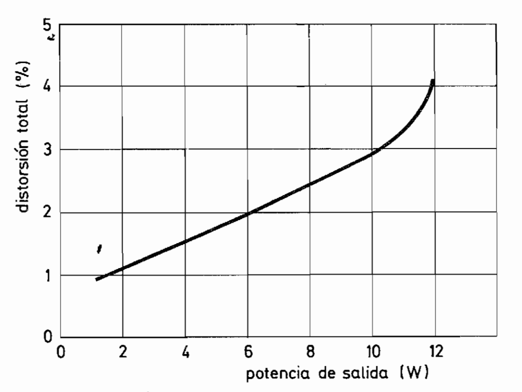


Fig. 4. Distorsión total del amplificador de la fig. 3 en función de la potencia de salida

cesario utilizar un condensador electrolítico, el cual deberá conectarse adecuadamente con respecto a su polaridad. La polarización correcta puede conseguirse conectando un terminal del condensador al punto «medio» del circuito, como muestra la figura 3. Para las bajas frecuencias, el condensador quedará sometido a la tensión de alimentación y, por tanto, debe tener la adecuada tensión de trabajo.

Para frecuencias elevadas y señales de gran amplitud, la red de Zobel ha de disipar una potencia considerable. Por tanto, el resistor deberá poder soportar esta disipación, y el condensador tendrá que tolerar elevadas corrientes de ondulación. De todas formas, dado que el contenido de potencia de la palabra y la música es reducido a frecuencias elevadas, estas consideraciones no constituyen un problema importante en la práctica.

Los condensadores electrolíticos suelen tener tolerancias muy amplias. Si el valor utilizado en el circuito es lo más próximo posible al valor necesario, la carga será suficientemente resistiva para proporcionar un grado de protección elevado.

Amplificador de 10 vatios

En la fig. 3 se muestra el circuito de un amplificador de 10 vatios que tiene una red de Zobel en paralelo con el altavoz. La etapa de salida está formada por un par equilibrado de transistores complementarios, AD161 y AD162.

El emisor del transistor *TR1* está conectado a la etapa de salida por medio de *R5*. Este resistor proporciona asimismo una vía de realimentación negativa. La corriente de reposo de *TR3* y *TR4* se fija aproximadamente en 15 mA por medio del potenciómetro preajustable *R9;* el resistor NTC, *R8*, compensa las variaciones de temperatura y mantiene constante la corriente de reposo. Como puede verse en la fig. 4, este amplificador puede entregar una potencia de 10 vatios a un altavoz de 4 ohmios con una distorsión máxima del 3 %.


POCKETBOOK
POCKETBOOK
1968
Miniwatt
ELECTRON TUBES
SEMICONDUCTORS
COMPONENTS
MATERIALS

EXCITACIÓN R-V-A DEL TUBO DE IMAGEN PARA COLOR

1. Introducción

En general, la excitación de un tubo de imagen en color se realiza mediante las señales de luminancia y de diferencia de color. La señal de luminancia se aplica a los tres cátodos con amplitudes relativas adecuadas para que la reproducción en blanco y negro sea correcta, y las tres señales de diferencia de color se inyectan separadamente en las rejillas del tubo de imagen. Una ventaja de este método es que la señal de luminancia para los tres colores primarios se amplifica en un solo amplificador. De esta forma, las variaciones de la tensión de polarización producen únicamente variaciones en el brillo y no se acusa efecto alguno sobre el color. Otra ventaja es la de precisar una anchura de banda relativamente grande sólo en el amplificador de luminancia, siendo suficiente una anchura mucho más reducida para los amplificadores de diferencia de color.

En la práctica se obtiene un gran ancho de banda dando a la impedancia de carga del amplificador un valor bajo y corrigiendo la amplificación de las frecuencias superiores mediante inductancias. Sin embargo, para la excitación *R-V-A*, esto representa una solución bastante costosa, debido a que estas inductancias de corrección tienen que aplicarse en todos y cada uno de los tres amplificadores. Asimismo, el consumo de potencia es elevado, lo que incrementa el coste de la fuente de alimentación del receptor. Además, las características de frecuencia y las respuestas a los transitorios de los tres amplificadores tienen que ajustarse mutuamente con exactitud a fin de evitar la coloración incorrecta de los bordes de la imagen. Esta exigencia, a su vez, impone severas especificaciones en las tolerancias de las bobinas de corrección y en las capacidades parásitas del cableado entre amplificador de salida y tubo de imagen. Por todo ello, se ha preferido excitar el tubo de imagen con señales de luminancia y diferencia de color.

Por otra parte, en la excitación por luminancia y diferencia de color resulta difícil el ajuste y estabilidad a largo plazo de la escala de grises. Ello ha dado lugar a nuevas investigaciones acerca de los circuitos de excitación *R-V-A*.

Los estudios acerca de las posibilidades de obtener las características de amplificación adecuadas mediante el uso de realimentación, han mostrado que los inconvenientes mencionados anteriormente en la excitación *R-V-A* pueden superarse con facilidad. Así es posible ajustar la escala de grises de una forma simple y efectiva. El punto blanco puede también ser modificado con facilidad, a fin de obtener la reproducción óptima en color o en blanco y negro.

Un factor importante para la buena reproducción del color con excitación *R-V-A* es la aplicación de circuitos fijadores en la salida de los amplificadores,

con la finalidad de estabilizar el nivel de negro de cada una de las señales de color aplicadas a las rejillas del tubo de imagen. Debido a ello, las variaciones mutuas de la corriente de reposo de los amplificadores no pueden afectar el matiz de la imagen.

Aunque los amplificadores pueden estar equipados con transistores, en los circuitos que se describen se utilizan las conocidas válvulas PCL84.

2. Amplificador con realimentación

2.1. *Tensión de salida y amplificación*

Puesto que la excitación por cátodo del tubo de imagen debido a la relativamente elevada corriente de cátodos reduciría la acción de los fijadores a la salida de los amplificadores, sólo se considera la excitación por rejilla.

La tensión de salida necesaria para excitación por rejilla desde el negro al máximo blanco es de unos 120 V.

Al anterior valor debe añadirse una cierta tensión de reserva para permitir la total excitación en el caso de que la señal transmitida no estuviera completamente modulada. Así, se ha supuesto una tensión de excitación total de unos 150 V de pico a pico que deben ser suministrados por el amplificador. La tensión máxima de entrada del amplificador debe limitarse a 2,5 V (negro a máximo blanco) para no sobrecargar los demoduladores de color y el detector de vídeo. En consecuencia, la amplificación tiene que ser de unas 60 veces, valor que exige, como mínimo, dos etapas amplificadoras.

2.2. *Esquema de principio del amplificador*

La realimentación se realiza mediante el resistor R_f, conectado entre el ánodo de la válvula de salida y el cátodo de la preamplificadora. No se utilizan bobinas correctoras. La corriente de placa de la válvula de salida circula a través del resistor R_L, el cual tiene en paralelo la capacidad C_o (capacidad parásita de la válvula de salida, del cableado y de rejilla del tubo de imagen).

Cuando la tensión de salida varía bruscamente de un valor elevado a uno reducido, la corriente de placa de la válvula de salida sigue una curva semejante a la indicada en la figura 2. Si la resistencia de R_L es suficientemente elevada, la corriente anódica de pico viene determinada, principalmente, por el valor de C_o. Entonces la corriente anódica media necesaria para mantener la tensión a bajo nivel después de aquella variación, será de pequeño valor. Con tensión de salida de sentido inverso a la anterior, la curva $I_a = f(t)$ debe ser exactamente igual a la primera, aunque invertida. La corriente anódica necesaria, entonces, tiene un sobreimpulso negativo, el cual sólo permanece mientras la corriente anódica no llega a cero. Por tanto, el valor de esta corriente después de la variación no debe ser excesivamente bajo. Se necesitará, pues, hacer caer en R_L una tensión residual determinada, la cual se puede obtener utilizando una fuente de alimentación de valor más elevado que el que podría esperarse desde el punto de vista de la tensión de salida únicamente. Más ade-

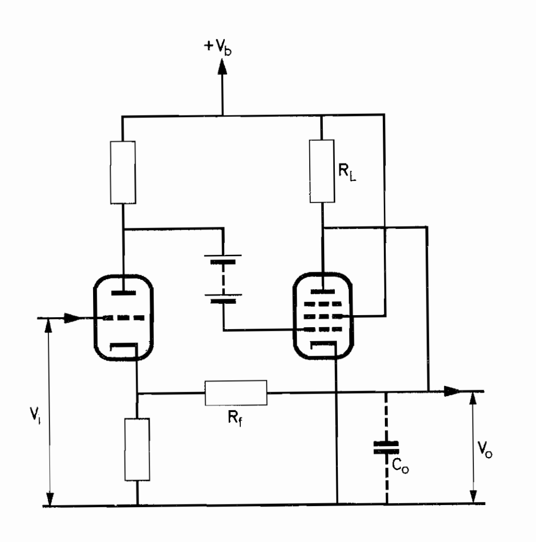


Fig. 1. Amplificador con realimentación de tensión

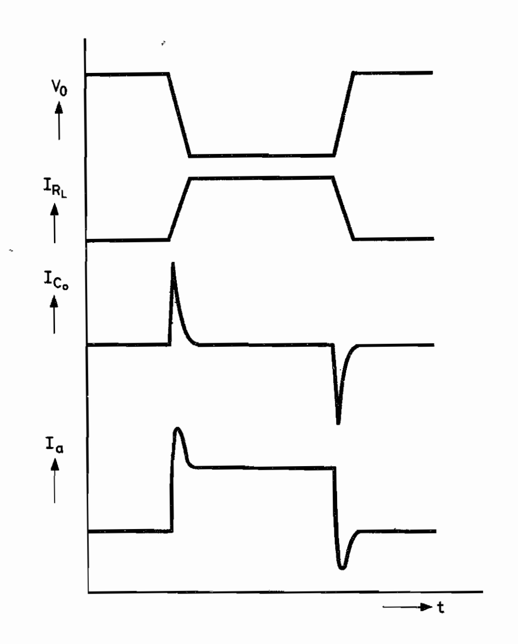


Fig. 2. Formas de onda de corriente necesarias para producir una tensión de salida en forma de impulsos

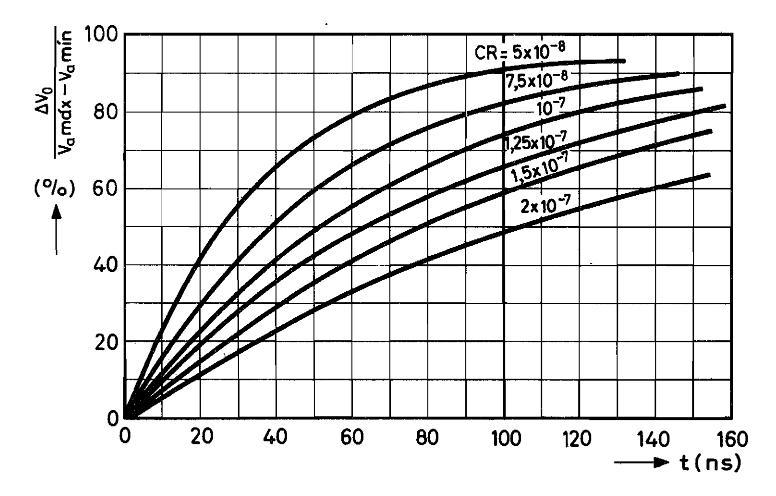


Fig. 3. Amplitud en función del tiempo de subida

lante se estudiará la relación entre tensión de alimentación, tensión de salida, tiempo de subida de un impulso de tensión y resistencia de carga.

2.3. *Determinación de la resistencia de carga óptima*

La máxima respuesta transitoria que puede obtenerse para una variación de tensión de un valor bajo a uno elevado se halla cuando se bloquea bruscamente la válvula de salida sometida a la máxima corriente de ánodo (mínima tensión de ánodo). Entonces la capacidad C_o se carga a través de R_L, de forma que la tensión en extremos de C_o aumenta en función del tiempo:

Este aumento de tensión es:

$$\Delta V_o = (V_{a\ máx} - V_{a\ mín})\ (1 - e^{-t/CR})$$

siendo $V_{a\ máx}$ = tensión de ánodo cuando la válvula de salida permanece bloqueada durante un tiempo relativamente largo,
$V_{a\ mín}$ = tensión de ánodo algo superior al codo de la característica $i_a - V_a$,
$C = C_o$; R = resistencia total de la combinación en paralelo de R_L y R_f, y
t = tiempo transcurrido después del bloqueo de la válvula de salida.

En la figura 3 el valor de $\Delta V_o\ (V_{a\ máx} - V_{a\ mín})$ se presenta en función de t, con varios valores de CR como parámetro. Estas curvas indican el nivel que alcanza la tensión máxima de salida que se obtiene después de cierto intervalo de tiempo.

Para determinar la resistencia de salida se deben fijar, en primer lugar, algunos valores. La tensión de alimentación disponible es de 250 V. Entonces un valor práctico de $V_{a\ máx}$ será 205 V aproximadamente.

La tensión de codo de la característica $i_a - V_a$ de la sección pentodo de la válvula PCL 84 es de unos 30 V para i_a 35 mA. Teniendo en cuenta cierto margen para las tolerancias, puede estimarse una tensión anódica de 40 V para el nivel de negro.

Determinación de *CR:* Para una variación de tensión de ΔV_o = 120 V se tiene

$$\frac{\Delta V_o}{V_{a\ máx} - V_{a\ mín}} = \frac{120}{205 - 40} = 0{,}73$$

De la figura 3 se obtiene un valor CR de 10^{-7} (o menor) para una variación de tensión menor que 0,1 microsegundos (ancho de banda 4 MHz).

C_o es igual a la suma de:

a.	la capacidad de placa de la válvula de salida	5 pF
b.	la capacidad de rejilla del tubo de imagen	7 pF
c.	la capacidad del diodo de fijación de nivel	3 pF
d.	la capacidad del cableado	8 pF
		C_o = 23 pF

Este valor determina la impedancia de carga máxima, la cual es igual a $10^{-7}/23.10^{-12}$ = 4300 ohmios. Como se ha indicado anteriormente, es más difícil de obtener, en un tiempo determinado, una variación de la tensión en sentido positivo que en el negativo.

Durante la variación negativa, C_o se descarga debido a la corriente de ánodo de la válvula. Para una variación de tensión en sentido negativo y con la

misma magnitud que la variación positiva, en el mismo tiempo, la corriente anódica de pico es

$$i_p = C\Delta V_o/t + \Delta V_o/R = 23 + 28 = 51 \text{ mA}$$

Mientras la válvula sea capaz de suministrar una corriente más elevada que ésta, la variación de tensión en sentido negativo será muy rápida. Los cálculos citados son válidos únicamente cuando se usa una realimentación de tensión suficientemente grande para hacer que la tensión de salida sea muy semejante a la de entrada.

2.4. *Ventajas de la realimentación por tensión*

Los resultados anteriores se han obtenido sin bobinas correctoras y con elevada impedancia de carga a fin de que la válvula de salida PCL84 pueda entregar fácilmente la corriente de ánodo exigida y admita la disipación correspondiente. Si se debiera obtener el mismo ancho de banda sin realimentación, la impedancia de carga debería reducirse a un valor

$$R_L = 1/\omega C_o = 1800\ \Omega$$

En este caso, la corriente anódica media debería aumentar 2,5 veces. Otra ventaja es que la estabilización del punto de trabajo de la válvula es mejor, gracias a una fuerte realimentación de tensión.

Asimismo, esta realimentación comporta una baja impedancia de salida, lo cual hace que el amplificador sea insensible a las variaciones de C_o. En consecuencia son muy pequeñas las diferencias en la respuesta transitoria de los amplificadores *R-V-A* originadas por las tolerancias en las capacidades del cableado.

2.5. *Detalles prácticos del amplificador*

El circuito real se representa en la figura 4. El ánodo del triodo y la rejilla de control del pentodo están conectados entre sí a través de una red RC. La corriente que circula por el resistor de 390 kilohmios se ajusta de forma que la rejilla esté a potencial cero cuando la tensión de ánodo del triodo sea de 115 V. Con este objeto, se usa una tensión negativa de 200 V que, como se indicará más adelante, se utiliza también para limitar la corriente de haz del tubo de imagen. La resistencia de carga del triodo se divide en una rama de 68 kilohmios, conectada a una fuente de tensión desacoplada, y una

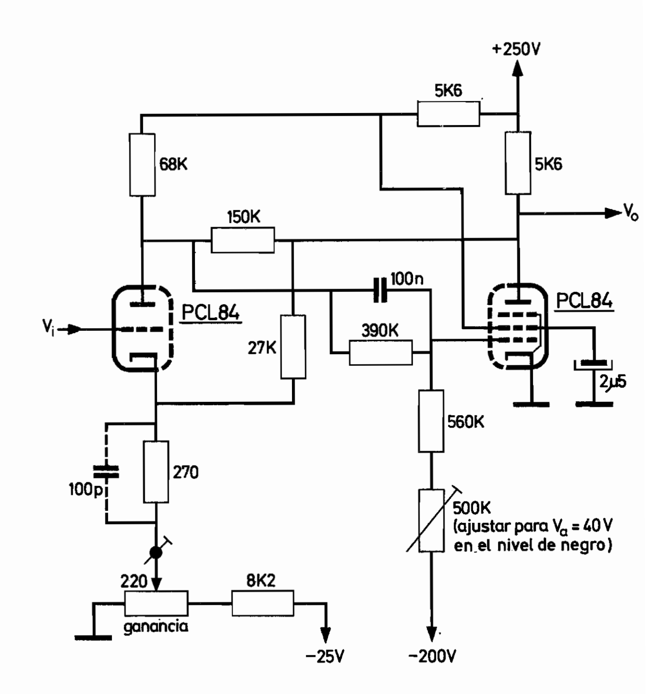
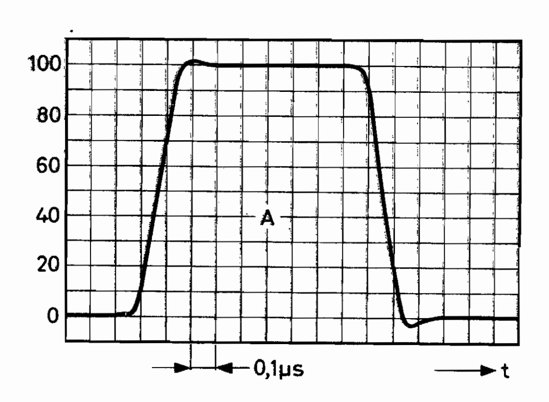


Fig. 4. Circuito del amplificador completo



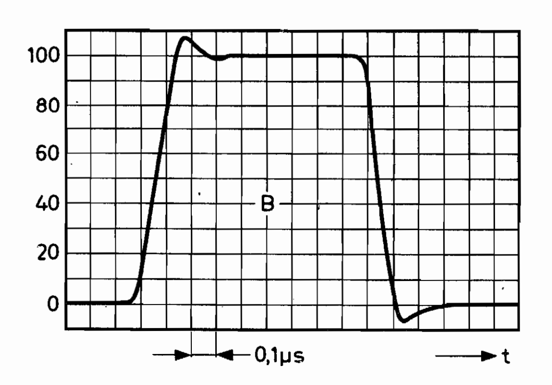


Fig. 5. Respuesta transitoria

A Entrada 0,1 µs; cátodo sin desacoplar
B Entrada 0,07 µs; cátodo desacoplado con un condensador de 100 pF

rama de 150 kilohmios, conectada al ánodo de la válvula de salida. Este procedimiento introduce una realimentación adicional para la válvula de salida únicamente, lo que hace que la tensión de ánodo de esta válvula sea insensible a las variaciones de la tensión de alimentación.

La amplificación puede ajustarse mediante un potenciómetro conectado en el circuito de cátodo del triodo. Con una corriente continua de 3 mA a través de este potenciómetro, obtenida mediante un resistor de 8,2 kilohmios conectado a una tensión negativa de 25 V, se consigue que el ajuste de la amplificación prácticamente no afecte a la tensión de placa de la válvula de salida.

Si se desea, puede acentuarse la respuesta a las frecuencias elevadas conectando un condensador en paralelo con el resistor de cátodo del triodo (270 ohmios).

A pesar de que la componente continua se reduce en relación con la componente alterna, mediante la red conectada entre el ánodo del triodo y la rejilla del pentodo, y por el desacoplamiento de la rejilla pantalla de la válvula de salida, la amplificación total es aproximadamente la misma para señales de corriente continua y corriente alterna debido a la realimentación. La componente continua es importante únicamente para la polarización del propio amplificador. A fin de evitar que el matiz resulte afectado por variaciones desiguales en las tensiones de placa de las válvulas de salida se introducen circuitos de fijación entre las válvulas citadas y el tubo de imagen.

2.6. *Medidas efectuadas en el amplificador de la figura 4*

Corrientes y tensiones para una tensión de alimentación de 250 V y una tensión de 0 V en la rejilla del triodo:

Pentodo	*Triodo*
$V_a = 60$ V	$V_a = 180$ V
$i_a = 32$ mA	$i_a = 1{,}5$ mA
$V_{g2} = 200$ V	
$i_{g2} = 7{,}5$ mA	

Disipación en la sección pentodo:

$$P_{a\,máx}\ (V_a = 103\text{ V}) = 2{,}5\text{ W}$$
$$P_{g2\,máx}\ (V_a = 60\text{ V}) = 1{,}5\text{ W}$$

Ganancia total: ajustable entre 40 y 67 veces.
Respuesta transitoria: ver fig. 5.

3. Esquema completo del circuito

Los amplificadores *R*, *V* y *A* usados en este circuito (indicados por rectángulos) son los descritos anteriormente.

3.1. *Excitación del tubo de imagen*

La salida de cada amplificador se conecta a la primera rejilla del tubo de imagen a través de un condensador y de un resistor serie para protección del diodo de fijación. Las rejillas del tubo de imagen se ajustan a —160 V mediante diodos de fijación e impulsos compuerta procedentes del transformador de salida de línea. Los tres cátodos están conectados entre sí y se hallan a potencial cero durante el barrido de línea y de cuadro.

Las tensiones de las tres rejillas pantalla se ajustan individualmente, de forma que la tensión de corte de cada cañón sea también de —160 V. Así pues, el nivel —160 V de la tensión de rejilla de control coincide exactamente con el nivel de negro y la máxima excitación que se obtiene de los amplificadores no puede determinar la aparición de corriente de rejilla en el tubo de imagen. Esto significa que, por este procedimiento, se evita la aparición de halos coloreados después de elementos de imagen muy brillantes.

La diferencia de potencial rejilla pantalla-cátodo debe ser ajustable entre 350 y 800 V, a fin de obtener una tensión de corte de —160 V. Dado que los cátodos están a potencial cero, la máxima tensión necesaria para la alimentación de la rejilla pantalla es sólo de 800 V y se puede obtener así de la tensión de recuperación del circuito de desviación.

3.2. *Ajuste del arrastre en la escala de grises*

Una vez perfectamente equilibradas las tensiones de corte de los tres cañones mediante los correspondientes ajustes en la respectiva rejilla pantalla, la ganancia de cada amplificador se ajusta a las exigencias del cañón correspondiente. Este ajuste puede efectuarse dando a un amplificador (por ejemplo, el rojo) una ganancia determinada y ajustando la amplificación de los dos restantes de tal forma que una señal de luminancia quede reproducida en blanco y negro. Debido al uso de diodos de fijación entre los amplificadores y los cañones, este ajuste no afecta al del punto de corte realizado previamente, haciendo innecesaria, por consiguiente, la repetición de dicho ajuste para el arrastre en la escala de grises.

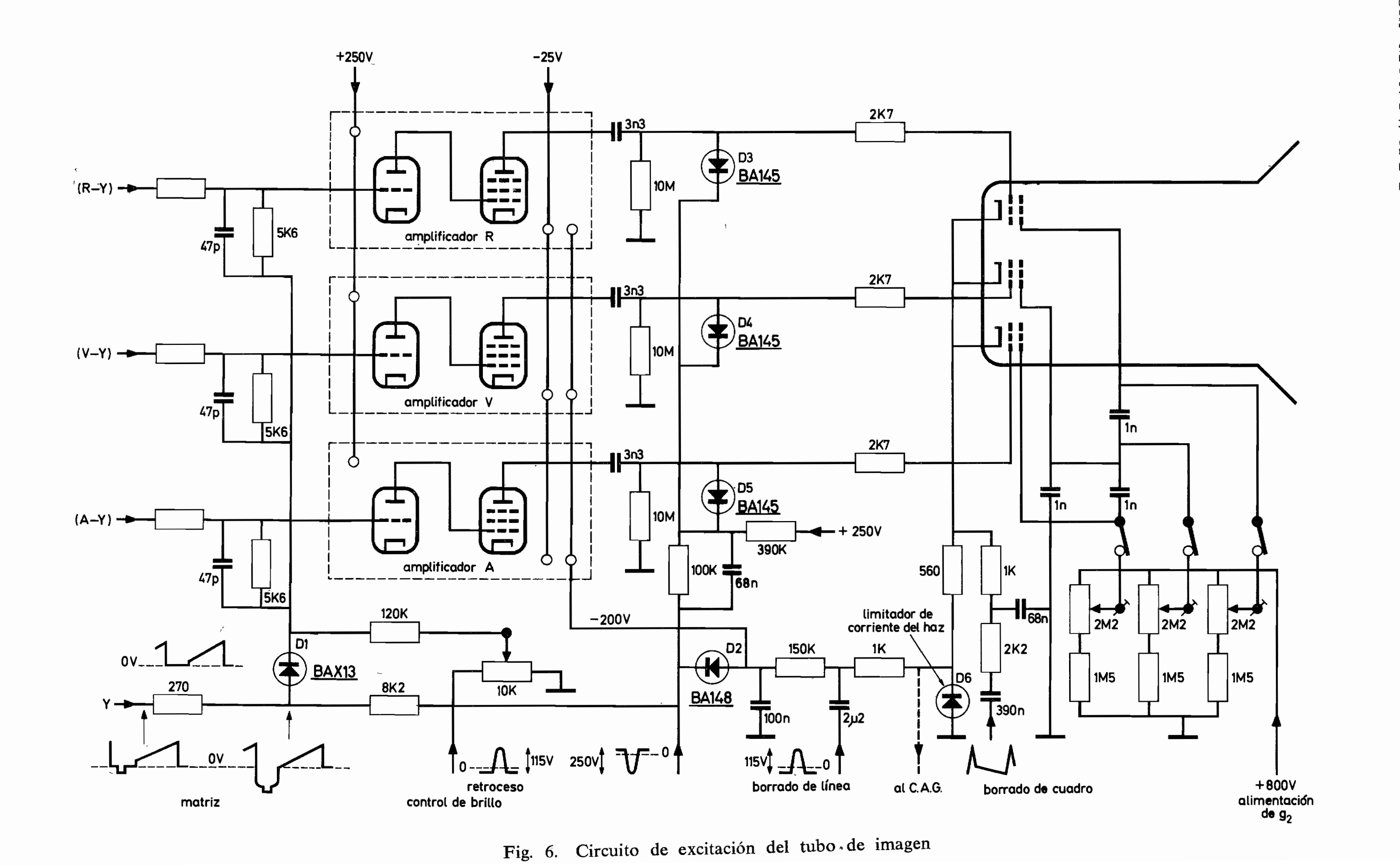


Fig. 6. Circuito de excitación del tubo de imagen

3.3. *Control de brillo*

Una de las exigencias impuestas al control de brillo es que no debe afectar el matiz de la imagen reproducida. Dado a que la mayoría de los tubos de imagen requieren una excitación desigual de sus cañones para obtener una buena escala de grises, el brillo no puede controlarse por un simple desplazamiento de las tensiones de rejilla (o cátodo) de los cañones en la misma proporción. En la figura 6 se muestra una solución a este problema. En este caso, se aplica un impulso ajustable a la entrada de los amplificadores *R*, *V* y *A* durante el intervalo de borrado, durante el cual se recorta la señal de luminancia, de forma que las variaciones de los impulsos de sincronismo y el ruido no puedan afectar al nivel de la señal a la entrada de los amplificadores. Así, durante el borrado sólo resulta amplificado el impulso de control de brillo, en la misma proporción que la señal de luminancia. Esto asegura automáticamente la relación exacta requerida por la desigual excitación de los cañones para obtener una escala de grises correcta.

Dado que los impulsos de control amplificados se presentan sincronizados con los impulsos aplicados a los circuitos de fijación existentes a la salida de los amplificadores, los niveles de negro quedan desplazados en correspondencia a las variaciones de los impulsos de control amplificados. Es evidente que, una vez establecido, el arrastre en la escala de grises no resulta alterado por este proceso. La fig. 7 muestra la forma en que puede controlarse el brillo, aplicando un impulso positivo a la entrada de luminancia de los amplificadores, amplificando a continuación este impulso y fijándolo a la salida del amplificador (en la figura se ha representado este efecto para uno de los amplificadores). El impulso positivo tiene la misma polaridad que la señal de luminancia, por lo que no reduce el valor máximo de pico a pico de la señal de luminancia que puede ser amplificada.

3.4. *Borrado*

El borrado durante el retorno de línea y cuadro se obtiene aplicando, durante dichos períodos, impulsos positivos a los cátodos del tubo de imagen conectados entre sí.

El diodo D6 conduce durante el barrido de línea, de forma que se elimina la posible modulación parabólica o de otro tipo de la señal de borrado.

Como ya se ha indicado, la señal de luminancia presente en la entrada de los amplificadores se recorta durante el período de borrado mediante un impulso negativo aplicado al ánodo del diodo D1. Esto significa que el ruido y las distorsiones durante el impulso de sincronismo y el pedestal siguiente no pueden llegar a los circuitos fijadores. En consecuencia, tampoco pueden perturbar los niveles de negro en las rejillas del tubo de imagen.

3.5. *Limitación de la corriente de haz*

El circuito de excitación *R-V-A* permite un sencillo y efectivo método de limitación de la máxima corriente media de haz del tubo de imagen. Con este objeto se hacen circular las corrientes de cátodo del tubo de imagen combinadas, a través de un resistor de 150 kilohmios conectado al terminal negativo (— 200 V) de la fuente de tensión D2. Un diodo limitador de corriente evita que la tensión de cátodo se haga negativa. En cuanto la corriente media de cátodo se hace mayor que 1,4 mA, D6 deja de conducir y, para un nuevo aumento de la corriente, los cátodos del tubo de imagen se hacen positivos, lo cual limita considerablemente las corrientes superiores a 1,4 mA. El único inconveniente es que algunos de los tonos grises más oscuros se desplazan hacia el negro para corrientes de cátodo mayores que 1,4 mA. Si se considera necesario evitar este efecto, el aumento de la tensión media en extremos de D6 pue-

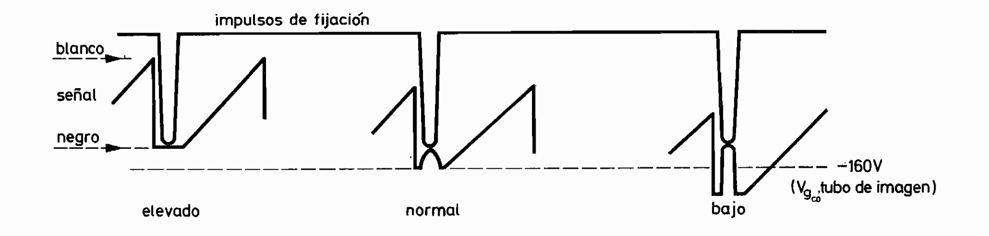


Fig. 7. Control de brillo

de aprovecharse para desplazar el límite del C.A.G. en un sentido tal que reduzca el contraste (ver línea de trazos en la fig. 6).

3.6. *Adaptación del punto blanco a la reproducción en color o blanco y negro*

Como se ha indicado anteriormente, la adaptación del punto blanco a la reproducción en color o en blanco y negro resulta muy sencilla. Para ello es preciso que la resistencia de cátodo de uno de los amplificadores pueda cortocircuitarse parcialmente. Esto puede realizarse, por ejemplo, en el amplificador de señal azul o roja.

En un receptor experimental, se realizó la resistencia de cátodo del amplificador de señal roja con dos resistores fijos, uno de 33 ohmios y otro de 330 ohmios. La ganancia de los amplificadores de señales azul y verde puede variarse, como indica la fig. 4.

Para la reproducción en color, puede cortocircuitarse la sección de 33 ohmios. Si es necesario, esta operación puede efectuarse mediante un diodo de conmutación accionado por una señal procedente del supresor automático de color *(color killing).*

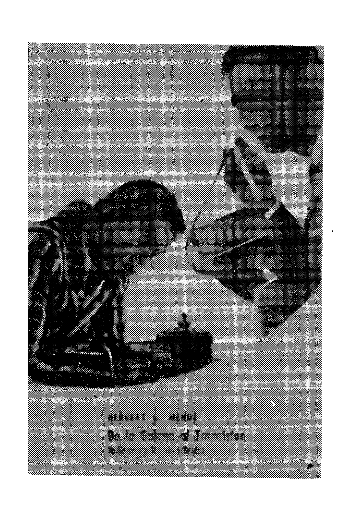
Si ahora la escala de grises se ajusta para la mayor temperatura de color deseada para la reproducción en blanco y negro (resistor de 33 ohmios no cortocircuitado), la reproducción en color mejorará considerablemente al cortocircuitar dicho resistor.

La importancia de los diodos de fijación situados entre los amplificadores y el tubo de imagen se demuestra también al aplicar esta técnica de adaptación del punto blanco. Aunque el cortocircuito de la sección de 33 ohmios del resistor de cátodo determina una ligera variación de la tensión de placa del amplificador, el nivel de negro en la rejilla del tubo de imagen permanece invariable gracias a los diodos de fijación.

3.7. *Supresión del punto luminoso remanente*

La producción de un punto luminoso remanente de intensidad excesiva en la pantalla, que puede llegar a provocar la destrucción de la capa fluorescente de la misma, puede evitarse aumentando la corriente del haz al desconectar el receptor. De esta manera, el condensador de salida de alta tensión se descarga antes de que los elementos de desviación hayan cesado de actuar. Este proceso es muy importante cuando el tubo de imagen representa la única vía de descarga. El circuito de la figura 6 actúa automáticamente en la forma citada. Los cátodos del tubo de imagen están al potencial de tierra. Las tensiones negativas de rejilla disminuyen rápidamente al desconectar el receptor, ya que proceden del circuito de desviación de línea. Esto incrementa, inicialmente, la corriente de haz. Después de cierto tiempo, las rejillas pantalla del tubo de imagen pasan asimismo al potencial de tierra, determinando la casi anulación de la corriente del haz. Mientras tanto, el condensador cargado a la MAT se ha descargado casi completamente.

LIBROS



DE LA GALENA AL TRANSISTOR, por Herbert G. Mende. Un volumen de 135 págs. (12 × 17 cm), 94 figs. Colección «Electrónica Práctica». Marcombo. Barcelona, 1968.

Este volumen, eminentemente práctico, trata desde el simple detector de galena hasta el moderno transistor aplicado a los actuales circuitos de recepción.

Describe en primer lugar las distintas clases de detección y de detectores, así como su construcción y los problemas que presentan. Estudia seguidamente los detectores y díodos de cristal que se emplean en los receptores de ondas media, larga, corta, ultracorta, y en los de televisión. Se consideran también las etapas mezcladoras con diodo.

A continuación se aborda la teoría del transistor, con descripción de las diversas clases de transistores, del efecto de la temperatura y de las características de ruido. A la técnica de los circuitos con transistores se ha dedicado un extenso capítulo en el que después de consideraciones teóricas sobre el transistor como cuadripolo y de la determinación del punto de trabajo, se describen una gran variedad de aplicaciones prácticas: circuitos de audio, osciladores, paso mezclador, amplificadores de RF y de FI, amplificadores de BF, etapas de potencia, receptores completos de radio y de televisión, etc., además de aplicaciones especiales como los amplificadores magnéticos, dieléctricos y paramétricos.

Se dedican sendos capítulos a la manipulación de semiconductores y a los problemas que se refieren a la recepción sin válvulas. Finaliza el libro con un capítulo dedicado a consideraciones históricas y unas tablas de equivalencias.



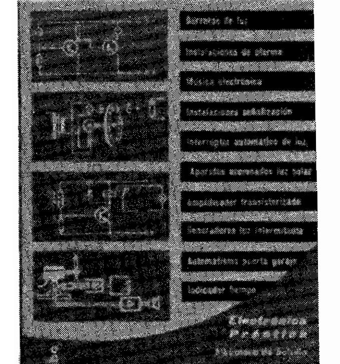
CONSTRUCCIÓN FÁCIL DE OBJETOS TELEDIRIGIDOS CON TRANSISTORES, por A. Zamora. 2.ª edición. Un volumen de 154 páginas (17 × 24 cm). Ediciones Cedel. Barcelona, 1968.

La incorporación de los progresos de la electrónica en la construcción de objetos teledirigidos ha permitido el desarrollo de equipos de gran interés, tanto en el campo de los juguetes como en el de las aplicaciones prácticas. En este manual se describen una notable serie de variados aparatos y equipos para diferentes aplicaciones.

Se estudian con detalle diversas clases de emisoras transistorizadas y una serie de emisores-receptores de gran aplicación.

Especial mención merece la descripción detallada de la realización práctica de cada una de las partes de un coche teledirigido: emisor, receptor, escape y carrocería.

Asimismo se estudian y dan las características de los elementos mecánicos más importantes que se emplean en los modelos teledirigidos, tales como motores, escapes, etc.



EXPERIMENTOS ELECTRÓNICOS, por Gustav Buescher. Un volumen de 84 págs. (12 × 17 cm), 86 figs. Colección «Electrónica Práctica». Marcombo. Barcelona, 1968.

Este libro describe una interesante serie de montajes, todos ellos muy prácticos, tales como circuitos fotoeléctricos, órganos electrónicos, automatismos, etc.

Empieza recordando algunos conocimientos básicos acerca de las válvulas y de los transistores. Considera el transistor tanto desde el punto de vista de la regulación, como de la conmutación y de la amplificación y oscilación. A continuación describe realizaciones prácticas, empezando con los dispositivos fotoeléctricos para uso doméstico y también para alarmas y contadores Geiger.

Después se consideran circuitos de temporización y generadores de destellos luminosos totalmente electrónicos. Especial atención se ha dedicado a los interruptores crepusculares y a los circuitos alimentados por medio de pilas solares.

Como realización más completa, se describe un pequeño automatismo para apertura y cierre automático de la puerta de un garaje mediante dos procedimientos: fotoeléctrico y magnético.

También se dedica un amplio capítulo a la música electrónica, con descripción de diversos tipos de generadores y de filtros para matizar los sonidos.

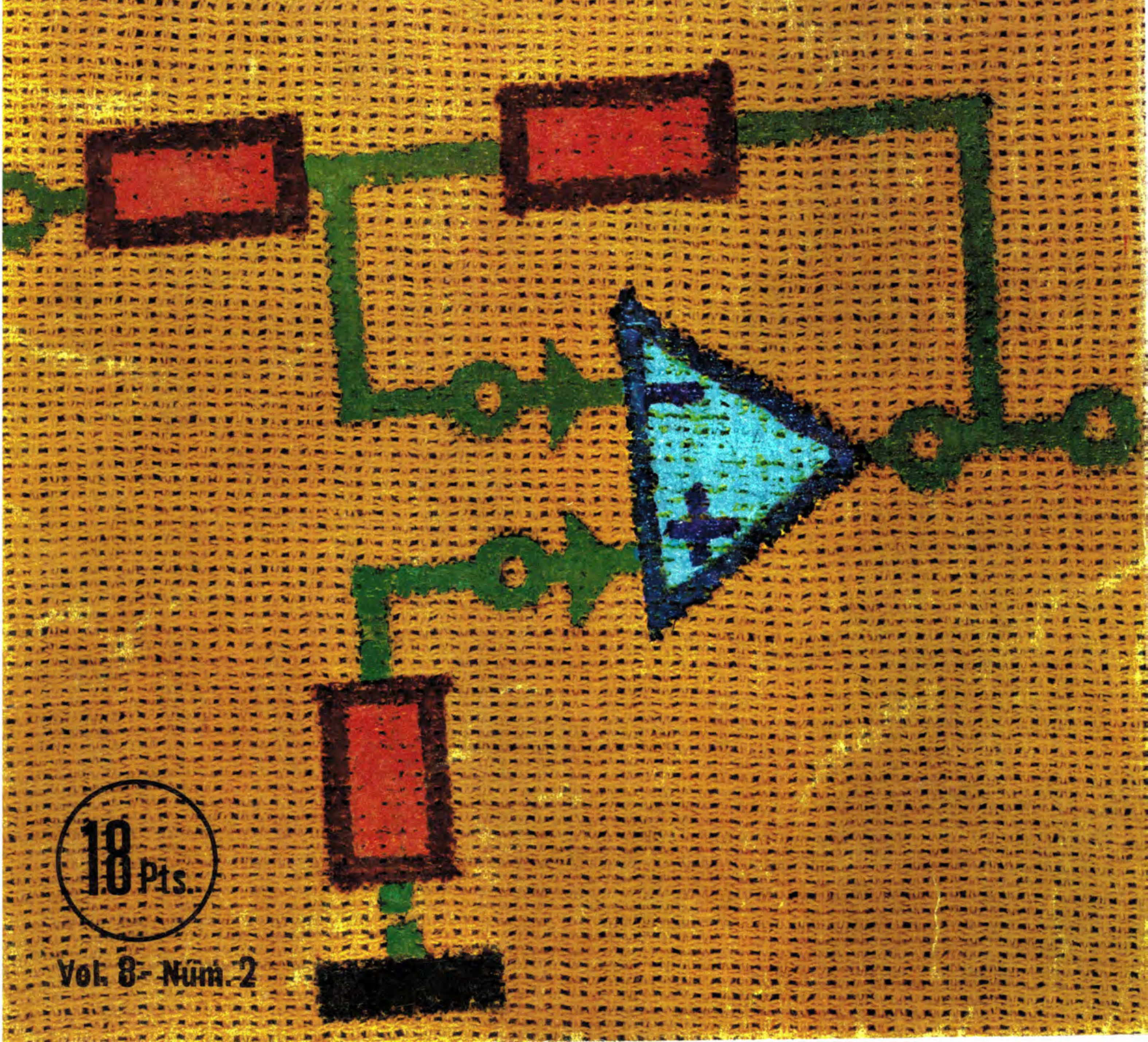
Concluye este manual con capítulos dedicados a los amplificadores de audio para diversos empleos, convertidores de c.c. y vibradores, así como fuentes de alimentación a partir de la red. A modo de apéndice se incluyen dos tablas de características de fotodiodos y fototransistores.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A

REVISTA MINIWATT - Copresa

BALMES, 22 - ***BARCELONA - 7***

REVISTA Miniwatt



Vol. 8 - Núm. 2

REVISTA *Miniwatt*

Revista técnica bimestral dedicada a la Radio, Televisión, Telecomunicaciones, Amplificación, Industria y demás aplicaciones de la Electrónica

DIRECCIÓN: LUIS ROIZ NORIEGA
Doctor Ingeniero de Telecomunicación

REDACCIÓN: JUAN GARRIGA PUJOL
Licenciado en Ciencias

EDITADA POR:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA" S. A.

Balmes, 22 - BARCELONA - 7

Precio del ejemplar: 18 pesetas
Suscripción anual: 100 pesetas

MARZO 1969

Vol. 8, Núm. 2

Depósito legal: B. 18.387-1961

GRAFESA - Nápoles, 249 — Barcelona

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Aplicaciones de un amplificador diferencial práctico

En el presente artículo se describe un amplificador operacional y se analizan sus principales características. Se estudia el resultado que puede esperarse de este tipo de amplificador asociado a diversas redes operacionales y se presentan algunos ejemplos de cálculo de redes prácticas. Finalmente, se incluyen algunos ejemplos de aplicación que permiten comprobar la versatilidad de este amplificador para realizar ciertas funciones que, hasta ahora, debían obtenerse mediante circuitos proyectados expresamente.

Introducción

En los últimos años, el uso de los amplificadores operacionales ha aumentado considerablemente debido, principalmente, a las siguientes causas:

a) mejor conocimiento de las posibilidades que ofrecen,

b) reconocimiento de sus ventajas, particularmente reducción de los gastos de desarrollo y mayor fiabilidad de los equipos, y

c) precios inferiores.

El aumento ha sido notable en campos ajenos a los equipos de cálculo analógico, en los cuales la exactitud no tiene tanta importancia como la fiabilidad y el precio. En este aspecto, resultan particularmente adecuados los amplificadores de c.c. disponibles en forma integrada.

El amplificador diferencial TAA241 constituye un ejemplo típico. En este artículo se analizan varios montajes del mismo. La mayor parte de sus aplicaciones se basan en uno o más de los circuitos fundamentales que se describen a continuación.

El amplificador diferencial TAA241

Descripción del circuito

El circuito integrado monolítico TAA241 es un amplificador diferencial acoplado directamente, con elevada ganancia y baja deriva, gracias a lo cual resulta particularmente adecuado para aplicaciones operacionales. El funcionamiento del circuito (fig. 1) puede explicarse de la siguiente forma:

La etapa de entrada es un amplificador diferencial; las características de los transistores *TR1* y *TR2* son prácticamente iguales, ya que están situados uno al lado del otro sobre un substrato común. Se obtiene así una tensión y una corriente de desviación pequeñas, así como derivas térmicas sumamente reducidas.

La utilización del transistor *TR3* como fuente de corriente (400 microamperios) en el circuito común a los emisores de *TR1* y *TR2* asegura un elevado factor de rechazo de modo común. El transistor *TR6*, conectado como diodo, forma parte del circuito divi-

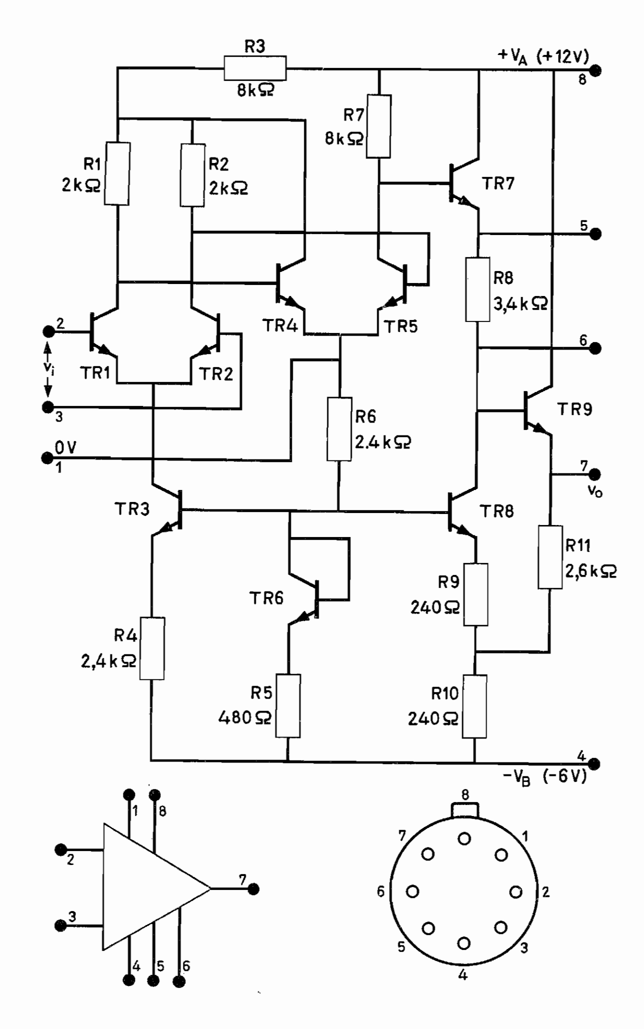


Fig. 1. Circuito del amplificador diferencial TAA241

sor de tensión de la base de *TR3* y sirve para compensar las variaciones en la tensión base-emisor de éste que puedan producirse a causa de variaciones de temperatura.

El transistor *TR4* tiene una ganancia de tensión igual a —1, de modo que toda la tensión de salida de la primera etapa se aplica al transistor *TR5*, obteniéndose así una señal diferencial a partir de las dos señales de entrada. A pesar de que *TR4* y *TR5* no están conectados como amplificador de diferencia, todas las señales de modo común presentes en sus bases se neutralizarán casi por completo. Esto tiene gran interés a la hora de considerar las derivas térmicas de corriente y tensión de ambos transistores.

El conjunto formado por los transistores *TR7*, *TR8* y *TR9* constituye la etapa de salida, en la cual se aplica realimentación positiva de la salida al emisor del transistor *TR8*, a través de *R11* y *R9*. Además de aumentar la ganancia, la realimentación aumenta también la excursión de la tensión de salida. Una de las funciones de la etapa de salida consiste en asegurar que, en estado de reposo (sin señal en la entrada), la salida del amplificador sea igual a cero, incluso aunque la base de *TR7* esté polarizada positivamente. La impedancia de salida de esta etapa es de unos 200 ohmios, valor suficientemente bajo para la mayoría de las aplicaciones operacionales.

Características del amplificador

Las características que se resumen a continuación se refieren a una temperatura ambiente de 25 °C y tensiones de alimentación de + 12 y − 6 voltios, salvo indicación en contra.

	mín.	típ.	máx.
ganancia de tensión en lazo abierto	2000	3400	6000
tensión de entrada de modo común	−4 V	—	+0,5 V
resistencia de entrada	10 kΩ	32 kΩ	—
factor de rechazo de modo común	70 dB	92 dB	—
resistencia de salida	—	200 Ω	600 Ω
desviación de la tensión de entrada entre 0 y 70 °C ($R_S \leqslant 2$ kΩ)	—	1,5 mV	6,5 mV
desviación de la corriente de entrada	—	0,5 μA	2,0 μA
corriente de polarización de la entrada	—	2,5 μA	7,5 μA
variación de la tensión de salida ($R_L \geqslant 100$ kΩ)	± 5,0 V	± 5,3 V	—
consumo de potencia de c.c.	—	90 mW	120 mV

Valores máximos absolutos

temperatura de almacenaje	de −65 a +150 °C
temperatura de funcionamiento	de 0 a + 70 °C
tensión de alimentación (entre patillas 8 y 4)	21 V
tensión de entrada de modo común	de −6 a + 1,5 V
tensión de entrada diferencial	± 5 V
corriente de salida (valor de pico)	50 mA
disipación	300 mW

Aplicación práctica del amplificador

Métodos para compensar la tensión de desviación y la corriente de polarización

La fig. 2 muestra la disposición más típica de un amplificador operacional. La función de transferencia de un amplificador de este tipo es, aproximadamente:

$$v_o/v_i = -Z_f/Z_i.$$

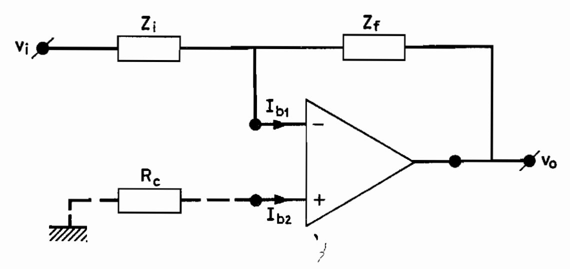


Fig. 2. Circuito general de un amplificador operacional

Aun sin señal de entrada ($v_i = 0$), la tensión de desviación y la corriente de polarización suelen dar lugar a la aparición de una cierta tensión de salida. Igualando las resistencias de las ramas positiva y negativa de entrada, puede reducirse la tensión de salida $I_{b1}Z_f$ debida a la corriente de polarización. La adición de una resistencia de corrección R_c, del mismo valor que $Z_i//Z_f$, reduce la tensión de salida a:

$$(I_{b1} - I_{b2})Z_f = I_{off}Z_f,$$

expresión en la cual I_{off} es la corriente de desviación del amplificador.

En los casos en que la corriente de polarización o la de desviación introduce un error considerable, puede ser conveniente introducir una compensación complementaria. Para una temperatura dada, es posible conseguir una compensación adecuada mediante el circuito representado en la fig. 3. Los resistores R_{v1} y R_{v2} se introducen en el circuito una vez ajustados, de forma que las corrientes que los atraviesen sean iguales a I_{b1} e I_{b2}, respectivamente. Se recomienda seguir el siguiente proceso de ajuste: con el interruptor S_1 cerrado y el S_2 abierto, se ajusta a cero la tensión de salida mediante R_{v2}, de modo que $I_2 = I_{b2}$; a continuación, con S_2 cerrado y S_1 abierto, se repite el ajuste a cero de la tensión de salida, esta vez por medio de R_{v1}, de modo que $I_1 = I_{b1}$.

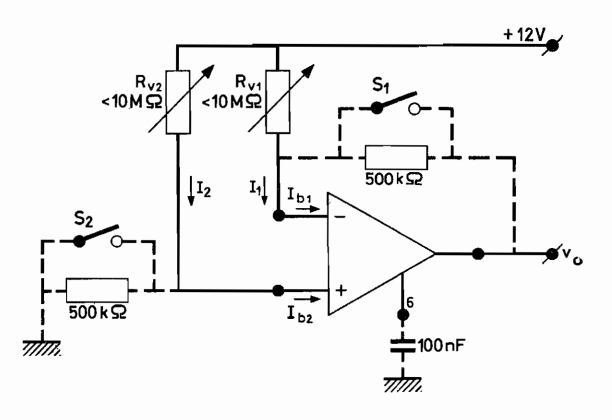


Fig. 3. Amplificador operacional con compensación de los errores introducidos por las corrientes de polarización o de desviación

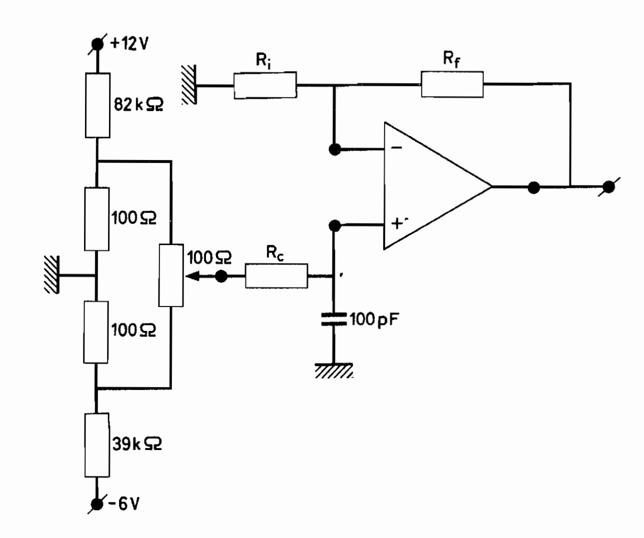


Fig. 4. Amplificador operacional con compensación de la tensión de salida debida a la tensión de desviación

La salida debida a la tensión de desviación es igual a

$$(1 + Z_f/Z_i)V_{off}$$

y, para una temperatura dada, puede compensarse con ayuda del circuito que muestra la fig. 4, en el cual se ha incluido el resistor de compensación de corriente R_c.

En algunas aplicaciones se necesita una corriente de entrada menor, o una impedancia de entrada más elevada. Como puede verse en la fig. 5, cualquiera de estas dos condiciones, o ambas a la vez, pueden satisfacerse con un par de transistores conectados como seguidores de emisor en la entrada del amplificador (fig. 5). Con el fin de evitar las derivas y desviaciones, debe tenerse especial cuidado en que las tensiones base-emisor y la ganancia de

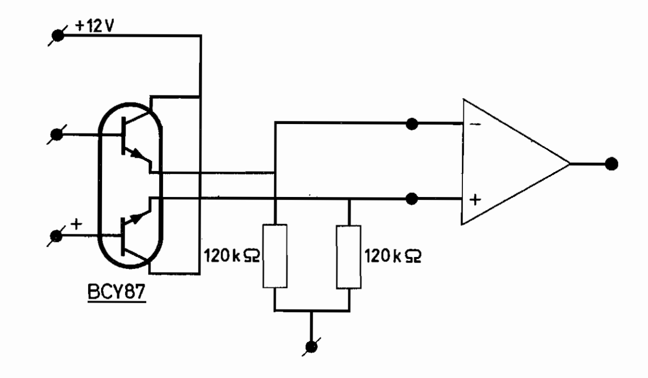


Fig. 5. Circuito para aumentar la impedancia de entrada de un amplificador operacional

corriente en c.c. de ambos transistores sea idéntica. Para ello se recomienda utilizar un transistor doble. El tipo BCY87 resulta especialmente adecuado para este fin. Las características de un circuito de entrada como el descrito son las siguientes:

corriente de polarización	200 nA
corriente de desviación	50 nA
impedancia de entrada	1 MΩ

La tensión de desviación puede resultar aumentada o disminuida por la tensión de desviación propia del transistor BCY87 (valor típico: 1 mV). La frecuencia de corte a − 3 dB de la característica de respuesta permanece prácticamente invariable.

Protección del circuito de entrada

Si se aplica al terminal negativo de entrada del amplificador con realimentación una tensión superior a + 1 V, la unión base-colector del transistor *TR1* se hace conductora (la tensión nominal de colector es de + 0,6 V). Así, la segunda etapa resultará excitada directamente por el terminal superior de entrada. En consecuencia, cualquier realimentación externa que se aplique será positiva en vez de negativa, de modo que la tensión en el terminal negativo de entrada seguirá aumentando y el amplificador puede resultar deteriorado. Este fenómeno se da cuando se realimentan rápidas variaciones de tensión desde la salida hasta la entrada negativa. Un método sencillo de evitar todo daño al amplificador consiste en conectar a masa el terminal negativo de entrada a través de un diodo de silicio, como puede verse en la fig. 6.

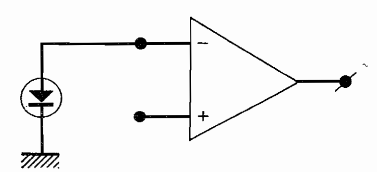


Fig. 6. Protección del amplificador contra tensiones positivas de valor excesivo en el terminal negativo de entrada

Métodos para aumentar la corriente de salida

Como puede verse en la fig. 1, la etapa de salida del amplificador está constituida por un solo seguidor de emisor. Dado que es conveniente reducir al mínimo la disipación del amplificador diferencial, para grandes tensiones negativas de salida solamente puede obtenerse una pequeña corriente de carga. La curva *I* de la fig. 7 indica que esta corriente es únicamente de 0,1 mA, aproximadamente, para una tensión de salida sin distorsión de 10 V de pico a pico.

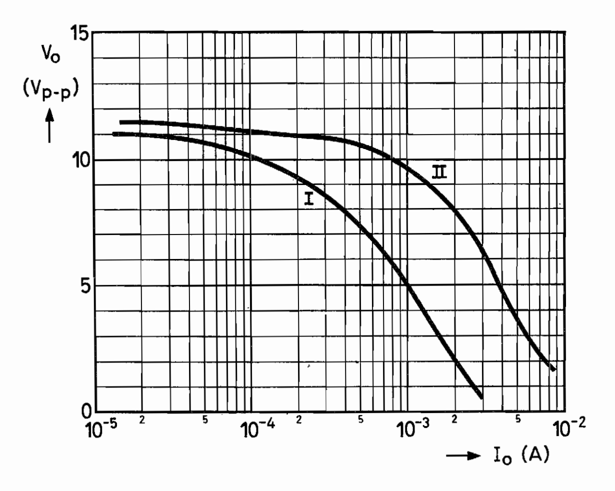


Fig. 7. Variación de la corriente de salida sin distorsión en función de la tensión de salida, correspondiente al amplificador diferencial TAA241. La curva II corresponde al amplificador con el resistor *R* de 1,2 KΩ incorporado, según puede verse en la fig. 8, y la curva I sin dicho resistor

Puede obtenerse un aumento de la corriente de salida intercalando un resistor *R* entre el terminal de salida y la línea de alimentación negativa (fig. 8). La curva *II* de la fig. 7 muestra la corriente de salida del amplificador en función de la tensión de salida, si se utiliza un resistor *R* de 1,2 kilohmios; de este modo, la corriente de salida aumenta hasta unos 0,75 mA para una tensión de salida de 10 V de pico a pico.

Aún puede aumentarse más esta corriente, no sólo reduciendo el valor del resistor adicional, sino también conectándolo a una línea de alimentación de mayor potencial negativo. Sin embargo, debe procurarse que la máxima disipación permisible a 70 °C (300 mW) no quede sobrepasada en ningún caso. Esto significa que la corriente de reposo que circula por *R* debe limitarse a 14 mA. Si se precisa una mayor corriente de salida, puede incorporarse al circuito una etapa de salida adicional formada por un par complementario de seguidores de emisor,

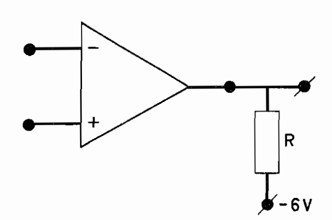


Fig. 8. Modo de aumentar la corriente de salida no distorsionada del amplificador

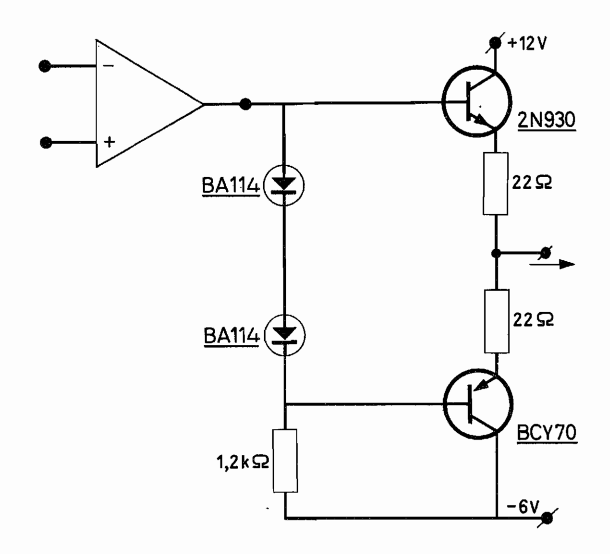


Fig. 9. Etapa de salida adicional para obtener mayor corriente de salida

como puede verse en la fig. 9. La disipación de este circuito es muy pequeña en estado de reposo. Los resistores de emisor son necesarios para impedir destrucciones térmicas.

Con una etapa de salida adicional de este tipo, pueden obtenerse corrientes de salida de + 10 y − 10 mA para + 5 y − 5 V, y de +35 y − 35 mA para + 3,5 y − 3,5 V. La tensión de desviación aumenta únicamente en algunas décimas de voltio, y la respuesta de frecuencia no resulta apenas afectada.

Debe observarse que la impedancia de realimentación tiene que ser considerada como una impedancia de carga, vista desde el amplificador. Por tanto, la carga total es $Z_L//Z_f$.

Ancho de banda y compensación de frecuencia

Dado que el circuito de realimentación es diferente para cada caso, es necesario prestar singular atención a la respuesta de frecuencia. En realidad, si la señal de realimentación es igual o mayor que la de entrada, y ambas están en fase para la misma frecuencia, el circuito pasará a ser inestable.

La curva de trazo continuo de la fig. 10 muestra la ganancia en lazo abierto del amplificador TAA241, A_0, en función de la frecuencia. La curva real puede obtenerse aproximadamente por intervalos entre las frecuencias de discontinuidad f_1, f_2 y f_3. Para f_1, la ganancia corresponde a —3 dB y la diferencia de fase es de unos 45°. Entre f_1 y f_2 la caída es, aproximadamente, de 6 dB por octava, y para f_2 el desfase es de 135°. Entre f_2 y f_3 la caída se acerca a los 12 dB por octava, y el desfase viene a ser de 225° (suponiendo que $f_3 \gg f_2 \gg f_1$). Entre f_2 y f_3 la diferencia de fase alcanzará los 180°, en cuyo momento podrá tener lugar inestabilidad del circuito si se aplica realimentación. Además, dada la posibilidad de que la propia red de realimentación introduzca un desfase de 45°, sólo podrá utilizarse

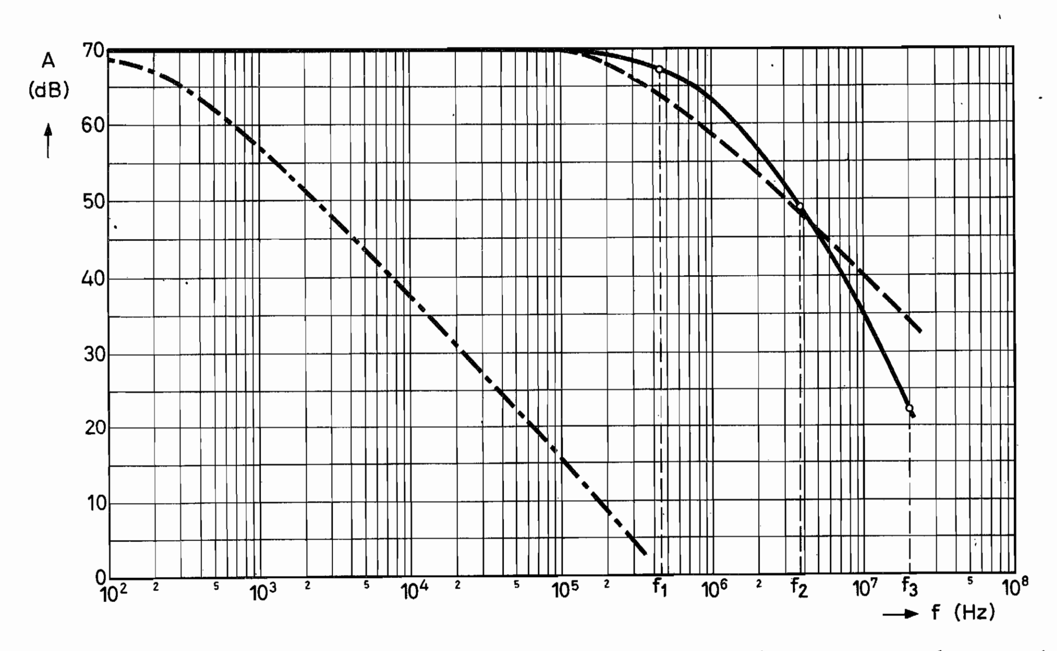


Fig. 10. Curvas de respuesta del amplificador TAA241. La curva en trazo continuo representa la ganancia en lazo abierto sin condensador entre los terminales 5 y 6. La curva a trazos muestra la ganancia en lazo abierto del amplificador con el condensador mencionado, y la curva a trazos y puntos representa la respuesta del amplificador con un condensador de 100 nF conectado entre el terminal 6 y masa

el amplificador en forma operacional si la ganancia en lazo cerrado, *G*, es mayor que 50 dB.

Si dicha ganancia fuera menor, sería necesario cambiar la respuesta de frecuencia en lazo abierto o cerrado. Esto puede hacerse de cualquiera de las formas reseñadas a continuación (cada uno de estos sistemas tiene sus ventajas y sus inconvenientes, y la elección de uno de ellos viene determinada por las necesidades particulares de cada aplicación del circuito).

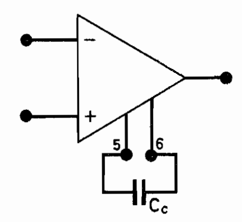


Fig. 11. Circuito para obtener la curva de respuesta representada en la fig. 10 con trazo discontinuo

Fig. 11. La respuesta de frecuencia en lazo abierto puede modificarse conectando una capacidad C_c de, por ejemplo, 50 ó 100 pF entre los terminales 5 y 6. Entonces, la respuesta de frecuencia adoptará la forma representada en la fig. 10 con trazo discontinuo. La caída es menos pronunciada, lo que significa que la frecuencia a la cual tendrá lugar un desfase de 135° habrá aumentado; la menor ganancia permisible en lazo abierto se habrá reducido así de 50 a 37 dB. Debe tenerse en cuenta que, tanto si se incluye la capacidad C_c como si no, pueden producirse picos de hasta 3 dB al aplicar realimentación.

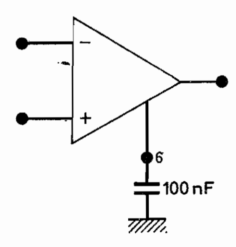


Fig. 12. Circuito para obtener la curva de respuesta representada a trazos y puntos en el gráfico de la fig. 10

Fig. 12. En las aplicaciones de baja frecuencia, el mejor sistema de asegurar la estabilidad de funcionamiento para cualquier tipo de realimentación consiste en intercalar un condensador de 100 nF entre el terminal 6 y masa. Con ello, la respuesta de frecuencia adopta el aspecto de la curva de la figura 10 representada con puntos y rayas. Este método, además de asegurar que el desfase será menor que 135°, hace que el circuito sea menos sensible a los ruidos de banda ancha, y reduce la influencia ejercida por las cargas capacitivas y las capacidades parásitas sobre el funcionamiento del mismo.

Si se requiere un ancho de banda superior, puede utilizarse uno de los métodos siguientes, que, en caso de necesidad, puede combinarse con el sistema de la fig. 11.

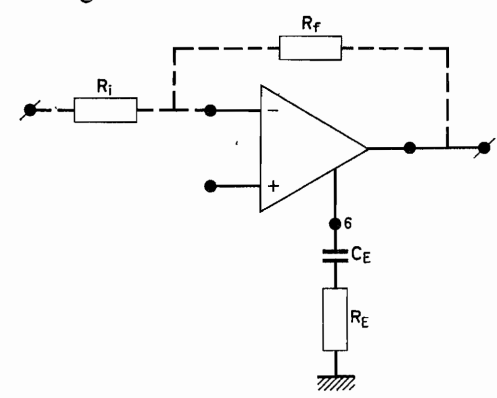


Fig. 13. Circuito con el que puede obtenerse la máxima anchura de banda del amplificador operacional

Fig. 13. Con este circuito se obtiene la máxima anchura de banda. Supongamos que la línea de trazo discontinuo de la fig. 14 representa la característica de ganancia en lazo abierto sin compensar, siendo *G* la ganancia deseada en lazo cerrado. A la frecuencia f_A, la ganancia cae a razón de 6 dB por octava, de modo que alcanza el valor *G* a la frecuencia original de discontinuidad en lazo abierto, f_2. Entonces, el margen de fase es superior a 45°. Este resultado se consigue mediante una red formada por una resistencia, R_E y una capacidad, C_E, conectadas en serie entre el terminal 6 y masa (fig. 13). Los valores de R_E y C_E son respectivamente:

$$R_E = 20(1 + R_f/R_i),$$

y

$$C_E = 1/100(1 + R_f/R_i),$$

con R_E expresado en ohmios y C_E en microfaradios.

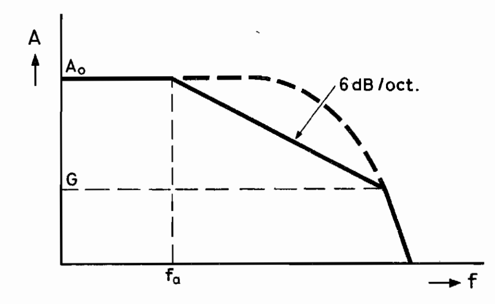


Fig. 14. Método gráfico para deducir la máxima anchura de banda: A_0 representa la ganancia en lazo abierto y *G* la ganancia en lazo cerrado

La anchura de banda de la ganancia en lazo cerrado es ahora de 5 MHz. El inconveniente de este método es la relativamente baja frecuencia a plena potencia: nominalmente, f_A vale 30 kHz, aproximadamente.

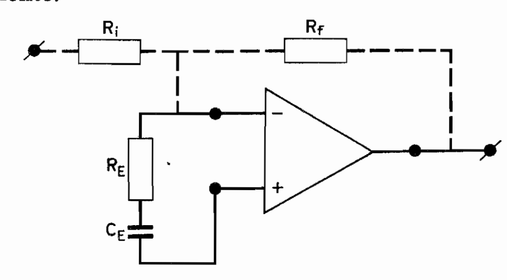


Fig. 15. Otro circuito que permite obtener la máxima anchura de banda

Fig. 15. Otro método, basado en el mismo principio, pero que permite obtener una frecuencia superior a plena potencia, consiste en la incorporación de la red compensadora en el circuito de entrada. En este caso, los valores recomendados para R_E y C_E son:

$$R_E = 5R_f \qquad \text{y} \qquad C_E = 1/25R_f,$$

con las resistencias expresadas en ohmios y C_E en microfaradios.

El inconveniente principal de este circuito es su mayor ruido. Este método, pues, no resulta adecuado para circuitos cuya entrada positiva no esté conectada a masa y no pueda desacoplarse para frecuencias elevadas. Más adelante volverá a tratarse esta cuestión.

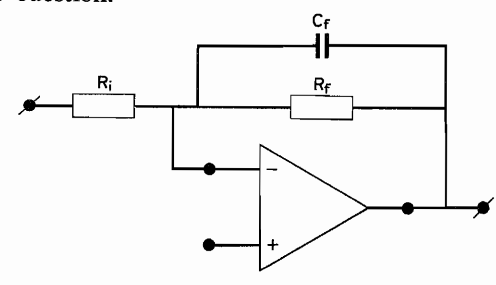


Fig. 16. El condensador conectado en paralelo con la resistencia de realimentación aumenta la estabilidad del circuito

Fig. 16. También es posible estabilizar el circuito mediante adaptación de la red de realimentación. Con este fin, se conecta un condensador C_f en paralelo con la resistencia de realimentación R_f. La frecuencia para la cual la ganancia en lazo cerrado es de —3 dB viene dada por (fig. 17):

$$f_f = 1/2\pi R_f C_f.$$

Sugerencias prácticas

A pesar de que los métodos de compensación de frecuencia que se han descrito aseguran teóricamente un funcionamiento estable, existe la posibilidad de que elementos que no se han tenido en cuenta puedan dar lugar a la aparición de inestabilidades; los más importantes son las capacidades del cableado,

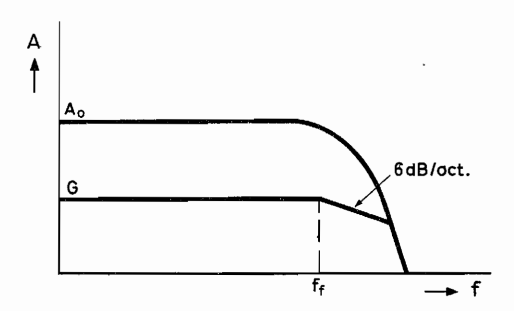


Fig. 17. Curva de respuesta obtenida con el circuito de la fig. 16

las inductancias de las conexiones y el desacoplamiento insuficiente de las líneas de alimentación. Por tanto, deberá prestarse especial atención a los siguientes puntos:

— el cableado debe ser lo más corto posible;
— los puntos de conexión y los conductores de los circuitos de entrada y de salida deben mantenerse lo más apartados posible;
— en el caso en que se utilice un resistor de compensación de deriva, R_c, (fig. 2) para las frecuencias elevadas, deberá desacoplarse mediante un condensador de 100 pF;
— las líneas de alimentación deben desacoplarse a masa mediante condesadores de 100 nF conectados cerca del amplificador; no deben utilizarse condensadores electrolíticos debido a su elevada inductancia serie.

Aplicación del amplificador TAA241 en redes operacionales típicas

Amplificador inversor

En la fig. 18 se representa el circuito básico de un amplificador inversor. Para un amplificador ideal, la función de transferencia (ganancia en lazo cerrado) vale:

$$v_o/v_i = -R_f/R_i.$$

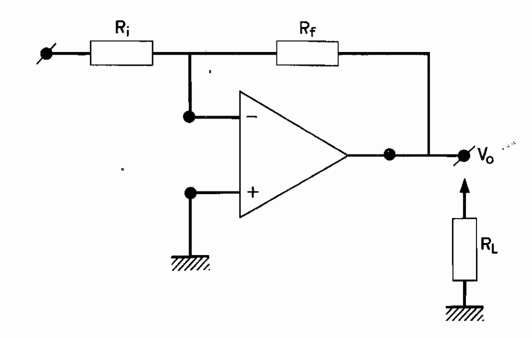


Fig. 18. Circuito inversor básico

1. Errores debidos al comportamiento no ideal

En la práctica, un amplificador diferencial se distingue del ideal en tres importantes aspectos: la ganancia en lazo abierto (A), no es infinita, la impedancia diferencial de entrada, Z_{id}, no es infinita, y la impedancia de salida, Z_o, no es nula. Por tanto, la ganancia real en lazo cerrado no será $-R_f/R_i$, sino que diferirá de este valor en un factor D, que, expresado en tanto por ciento, vale:

$$D = 100(1 + R_f/R_i + R_f/Z_{id}) \cdot \cdot (1 + Z_o/R_L + Z_o/R_f)/A, \quad (1)$$

en donde R_L representa el valor de la impedancia de carga externa. Sustituyendo en esta expresión los datos característicos correspondientes al amplificador TAA241, que son, $A = 3400$, $Z_{id} = 32$ kilohmios y $Z_o = 200$ ohmios, y suponiendo que R_L sea mucho mayor que Z_o ($R_L > 2$ kilohmios), podrá representarse D en función de la relación R_f/R_i con R_i como parámetro (fig. 19). El error aumenta con la frecuencia, dado que tanto A como Z_{id} disminuyen y Z_o aumenta.

La tensión de desviación, V_{off}, y la corriente de polarización I_b, son otra causa de error en la función de transferencia. Las tensiones de salida a que éstas dan lugar, Δv_o, pueden ser de distinta o igual polaridad, de modo que, en el peor caso, el valor absoluto de los errores debidos a ambas causas debe sumarse. Así, pues,

$$\Delta v_o = (1 + R_f/R_i)V_{off} + R_f I_b. \quad (2)$$

Sustituyendo en esta expresión los valores correspondientes, $V_{off} = 1{,}5$ mV e $I_b = 2{,}5$ microamperios, es posible calcular el error de la tensión de salida del amplificador TAA241, Δv_o, en función de la ganancia en lazo cerrado; las líneas de trazo discontinuo de la fig. 20 representan los resultados obtenidos con R_i como parámetro.

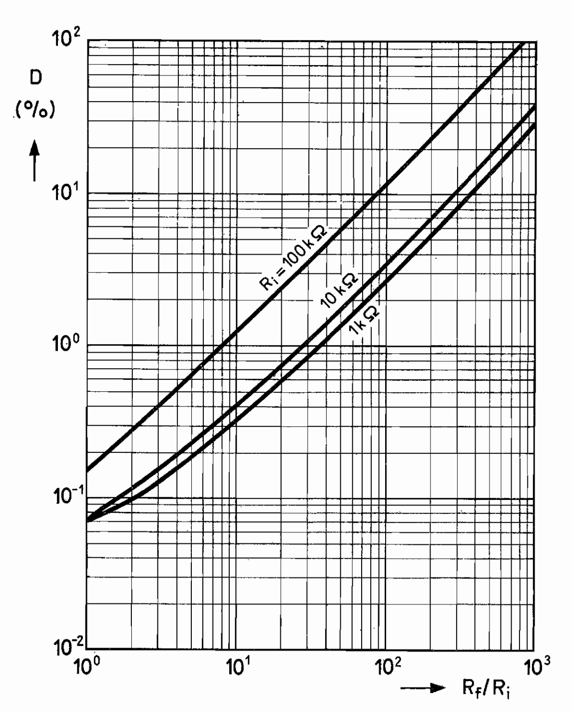


Fig. 19. Error D del inversor en función de la relación R_f/R_i, con R_i como parámetro

Si el terminal de entrada positivo se conecta a masa mediante una resistencia de compensación R_c, la corriente de polarización, I_b, puede sustituir a

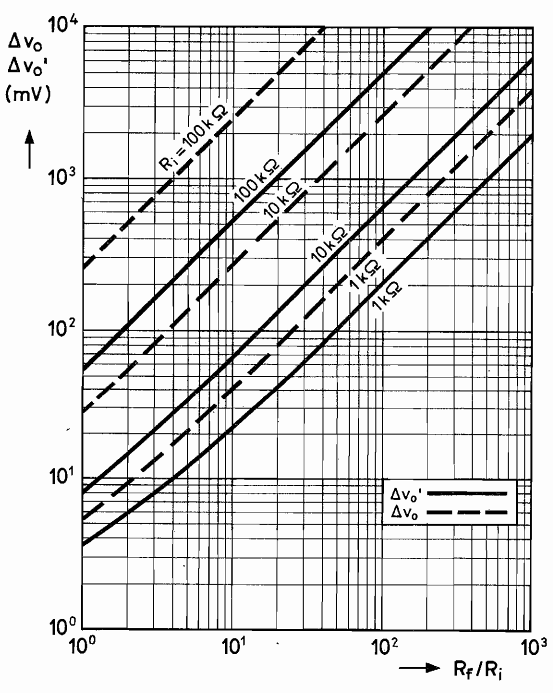


Fig. 20. Desviación de la tensión de salida del inversor en función de la relación R_f/R_i, con R_i como parámetro. Las curvas de trazo discontinuo corresponden al circuito sin resistor de compensación; las de trazo continuo son las del circuito con dicho resistor conectado al terminal positivo de entrada

una corriente de desviación I_{off} de 0,5 microamperios. El error de la tensión de salida, $\Delta v_o'$, viene representado entonces por las líneas de trazo continuo de la fig. 20.

2. Impedancias de entrada y salida

Las impedancias de entrada y salida del circuito con realimentación pueden obtenerse aproximadamente mediante las expresiones:

$$Z_{in} = R_i \quad \text{y} \quad Z_{out} = (Z_o/A)(1 + R_f/R_i).$$

Sustituyendo Z_o por el valor 200 ohmios, y A por 3400, se obtiene la impedancia de salida:

$$Z_{out} = 0{,}06(1 + R_f/R_i).$$

3. Ejemplos

A continuación se aplican las fórmulas y gráficos anteriormente considerados para el cálculo de dos ejemplos.

Ejemplo I: Supongamos que se necesita un amplificador inversor con la máxima ganancia para señales de c.c. y un error total de ganancia inferior al 2 %. La máxima carga del circuito de excitación es de 1000 ohmios y la mínima tensión de salida es de 2 V.

Las causas principales que pueden conducir a error en la tensión de salida son:

— los valores finitos de A, Z_{id} y Z_o del amplificador,
— la corriente y tensión de desviación del amplificador, I_{off} y V_{off},
— la tolerancia en el valor de los resistores R_f y R_i.

Los gráficos de las figs. 19 y 20 muestran que cuanto menor sea el valor de R_i, menor será el error D y la tensión de desviación Δv_o. Por tanto, debe adoptarse para R_i el menor valor permisible, es decir, 1000 ohmios en este caso.

Suponiendo que la corriente de polarización se compensa por medio de un resistor R_c, el error de la tensión de salida, $\Delta v_o'$, en función de R_f/R_i tendrá la forma representada en la fig. 20 por la curva en trazo continuo correspondiente a $R_i = 1$ kilohmio; en la fig. 21 se ha representado este error en forma de porcentaje de la mínima tensión de salida necesaria,

$$D_o' = (\Delta v_o'/2000)100\,\%,$$

A esto debe sumarse el porcentaje de error debido al valor no ideal de las impedancias y de la ganancia en lazo abierto del amplificador, como muestra la curva D de la fig. 21 (compárese con la fig. 19). Finalmente, debe tenerse en cuenta las tolerancias en el valor de los resistores R_f y R_i; suponiendo que sea del 0,2 %, en el peor caso, la combinación de ambos determinará un error del 0,4 %, que es el valor expresado por la línea horizontal D_{tol} de la fig. 21. La suma de los errores D_o', D y D_{tol} viene dada por la curva D_{tot}, de acuerdo con la cual, la expresión $R_f/R_i = 12$ para el máximo error permisible, $D_{tot} = 2$ %. La máxima ganancia R_f/R_i que puede obtenerse para las condiciones impuestas vale 12, y el valor máximo de R_f es igual a *12* $R_i = 12$ kilohmios.

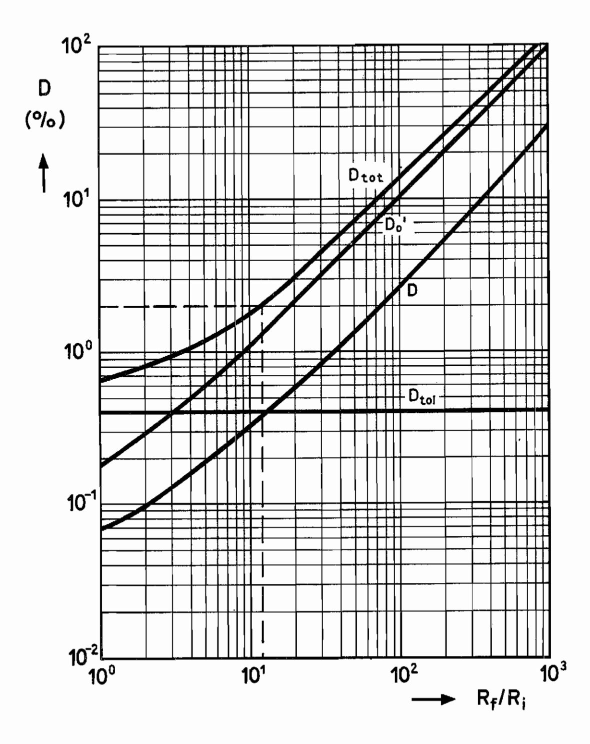


Fig. 21. Gráfico para determinar la ganancia máxima del amplificador inversor considerado en el ejemplo I

Ejemplo II: Se desea proyectar un amplificador inversor para amplificar 20 veces una señal de 100 Hz, con una exactitud del 1 %. Se precisa una corriente de salida de 3 mA y una variación de tensión de 3 voltios.

Ya que la señal a amplificar es de corriente alterna, es posible despreciar la tensión de desviación en el cálculo del error, el cual dependerá únicamente de la tolerancia en los valores de R_f y R_i y de la diferencia entre los valores reales e ideales de A, Z_{id} y Z_o. Empleando para R_f y R_i, resistores con una tolerancia del 0,1 %, queda un 0,8 % de error permisible debido a imperfecciones del amplificador. De la fig. 19 se deduce que R_i no debe ser mayor que

10 kilohmios para un error del 0,8 % y una ganancia $R_f/R_i = 20$. Adoptando para R_i el valor máximo, es decir, 10 kilohmios, se tiene que $R_f = 20\ R_i = 200$ kilohmios.

Según el gráfico de la fig. 20, para estos valores de R_f y R_i, el error de la tensión de salida vale $\Delta v_o = 550$ mV (sin el resistor de compensación de la corriente de base, R_c). La máxima tensión de salida es igual a la suma de este error y la mitad de la excursión de tensión, es decir:

$$0{,}550 + 0{,}5 \times 3 = 2{,}05 \text{ V}$$

Para comprobar la corriente de salida se usa el gráfico de la fig. 7, haciendo $v_o = 2 \times 2{,}05 = 4{,}1$ V. De acuerdo con la curva *I*, y para esta tensión, el amplificador sólo puede entregar una corriente de 1,2 mA, por lo que deberá conectarse un resistor suplementario de 1,2 kilohmios entre la salida y el terminal negativo de la fuente de tensión de alimentación, con el fin de elevar esta corriente hasta 3 mA, por lo menos. Entonces, la potencia disipada en el amplificador es menor que 150 mW, valor que está bastante por debajo del máximo permisible.

Amplificador no inversor

En la fig. 22 se ha representado el circuito básico de un amplificador no inversor. Para un circuito ideal, la función de transferencia es:

$$v_o/v_i = (R_f + R_i)/R_i.$$

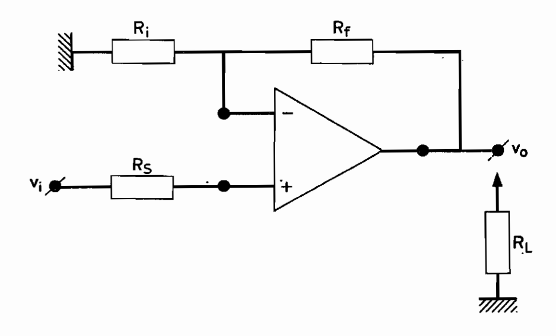


Fig. 22. Circuito básico de un amplificador no inversor

1. Errores debidos al comportamiento no ideal

Teniendo en cuenta las propiedades no ideales del amplificador, el porcentaje de error de la función de transferencia vale, aproximadamente:

$$D = \frac{100}{A}\left\{\frac{R_f + R_i}{R_i}\left(1 + \frac{Z_o}{R_L}\right)\left(1 + \frac{R_S}{Z_{id}}\right) + \right.$$

$$\left. + \frac{Z_o}{R_i}\left(1 + \frac{R_S}{Z_{id}}\right) + \frac{R_f}{Z_{id}}\left(1 + \frac{Z_o}{R_L}\right)\right\}. \qquad (3)$$

Sustituyendo en esta expresión los parámetros típicos del amplificador TAA241, y suponiendo R_L mucho mayor que Z_o, se obtiene:

$$D = 0{,}03\left\{\left(\frac{R_f + R_i}{R_i} + \frac{200}{R_i}\right)\left(1 + \frac{R_S}{3{,}2 \times 10^4}\right) + \frac{R_f}{3{,}2 \times 10^4}\right\} \%,$$

valor que se ha representado en la fig. 23 en función de la transferencia ideal, tomando R_i como parámetro. Por causa de la compensación de la corriente de polarización, se supone que:

$$R_S = R_f R_i/(R_f + R_i).$$

Evidentemente, en el caso de ganancia unidad, $R_f = 0$ y $R_i = \infty$, con lo que $D = 0{,}03$ %.

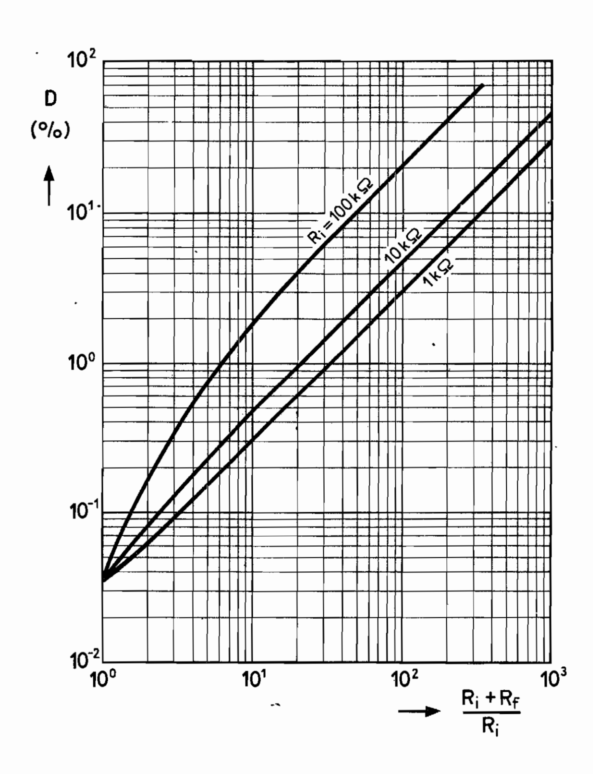


Fig. 23. Error D del amplificador no inversor en función de la relación $(R_i + R_f)/R_i$, con R_i como parámetro

La tensión y la corriente de desviación determinan en este caso el mismo error de la tensión de salida que en el caso del amplificador inversor, por lo cual puede aplicarse asimismo la curva $\Delta v_o'$ de la fig. 20.

2. Impedancias de entrada y de salida

El valor aproximado de la impedancia de entrada es:

$$Z_{in} = \{AR_i/(R_f + R_i)\}Z_{id},$$

el cual, en el caso del amplificador TAA241, vale:

$$Z_{in} = 110 \times 10^6 R_i/(R_f + R_i).$$

Con todo, debe tenerse presente que la resistencia de entrada de modo común del amplificador está en paralelo con esta impedancia.

La impedancia de salida del amplificador con realimentación, vale:

$$Z_{out} = \{(Z_o/A)(R_f + R_i)/R_i\}(1 + R_S/Z_{id}),$$

Para el TAA241, este valor es:

$$Z_{out} = \{0{,}06(R_f + R_i)/R_i\}(1 + R_S/3{,}2 \times 10^4).$$

Dado que la tensión de modo común debe permanecer por debajo del valor máximo especificado, la señal de entrada, v_i, no puede sobrepasar los valores límite -4 y $+0{,}5$ voltios:

$$-4\ \text{V} < v_i < +0{,}5\ \text{V}.$$

Integrador

Si se utiliza una capacidad C_f como elemento de realimentación, el circuito funcionará como integrador (fig. 24). En el caso ideal, la tensión de salida valdrá:

$$v_o = (-1/R_iC_f)\int_0^T v_i \cdot \mathrm{d}t,$$

Los límites $0 - T$ representan el intervalo de tiempo sobre el que se extiende la integración. Si se aplica un salto de tensión v_i, la tensión de salida pasa a ser:

$$v_o = -Tv_i/R_iC_f.$$

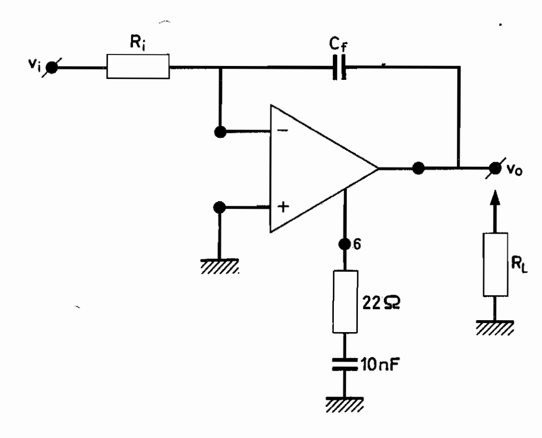


Fig. 24. Circuito integrador básico

La compensación de frecuencia puede obtenerse fácilmente conectando al terminal 6 una red *RC*, como puede verse en la figura.

1. Errores debidos al comportamiento no ideal

Para una función de impulsos aplicada en la entrada, el porcentaje de error D en la función de transferencia de un integrador equipado con un amplificador de características no ideales, vale, aproximadamente:

$$D = \frac{50T}{AR_iC_f}\left(1 + \frac{Z_o}{R_L} + \frac{R_i}{Z_{id}} + \frac{Z_o}{R_L}\cdot\frac{R_i}{Z_{id}}\right). \qquad (4)$$

Introduciendo nuevamente las características del TAA241, y suponiendo que R_L es mucho mayor que Z_o, se obtiene:

$$D = (0{,}015T/R_iC_f)(1 + R_i/3{,}2 \times 10^4).$$

En la fig. 25 se ha representado este error en función de la relación T/R_iC_f, con R_i como parámetro.

Si se utiliza el amplificador como integrador, la tensión de error Δv_o, debida a la tensión de desviación, V_{off}, y a la corriente de polarización, I_b, valdrá:

$$\Delta v_o = (T/R_iC_f)(I_bR_i + V_{off}) + V_{off}, \qquad (5)$$

Para el amplificador TAA241, este valor es:

$$\Delta v_o = (T/R_iC_f)(2{,}5 \times 10^{-6}R_i + 1{,}5 \times 10^{-3}) + \\ + 1{,}5 \times 10^{-3}.$$

Si entre la entrada positiva y masa se conecta un

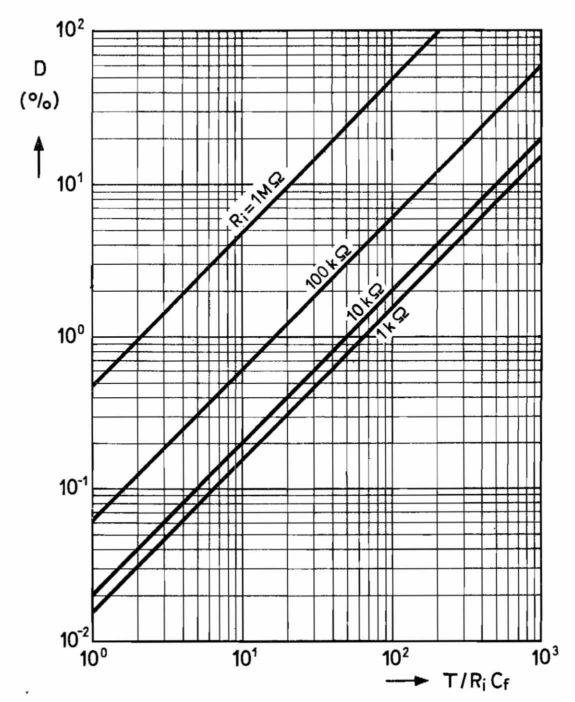


Fig. 25. Error D del integrador en función de la relación T/R_iC_f, con R_i como parámetro

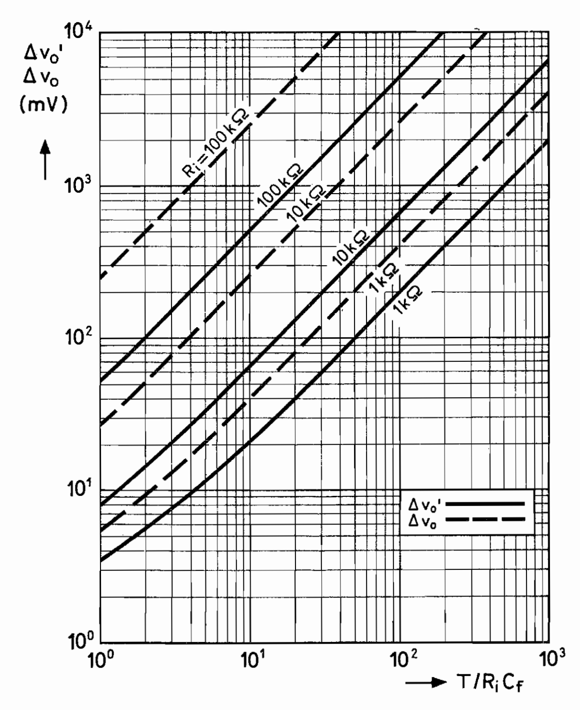


Fig. 26. Desviación de la tensión de salida del integrador en función de la relación T/R_iC_f, con R_i como parámetro. Las curvas en trazo continuo corresponden al circuito provisto de un resistor de compensación conectado al terminal positivo de entrada, y las de trazo discontinuo son las del circuito sin este condensador

resistor de compensación del mismo valor que R_i, el error anterior queda reducido a:

$$\Delta v_o' = (T/R_iC_f)\,(0{,}5\times10^{-6}R_i + 1{,}5\times10^{-3}) + 1{,}5\times10^{-3}.$$

En la fig. 26 se ha representado la tensión de desviación con y sin resistor de compensación en función de la relación T/R_iC_f, con R_i como parámetro; las curvas en trazo continuo corresponden al amplificador sin compensación, y las representadas en línea de trazos son las del amplificador con compensación.

2. Impedancias de entrada y de salida

La expresión exacta de la impedancia de entrada es:

$$Z_{in} = R_i + \frac{Z_{id}Z_f/(1-A)}{Z_{id} + Z_f/(1-A)},$$

en donde $Z_f = 1/\mathrm{j}\omega C_f$.

Para señales de c.c., esta expresión se reduce a:

$$Z_{in} = R_i + Z_{id},$$

que, en el caso del TAA241, vale:

$$Z_{in} = R_i + 32\,000.$$

La expresión exacta de la impedancia de salida es:

$$Z_{out} = \frac{Z_o(Z_f + R_i)}{Z_o + Z_f + R_i(1-A)},$$

que, en el caso de señales de c.c., queda reducida a:

$$Z_{out} = Z_o = 200\ \Omega.$$

Amplificador sustractor

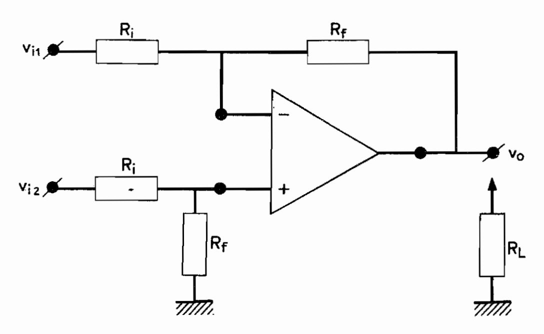


Fig. 27. Circuito básico de un amplificador sustractor

En la fig. 27 se muestra un amplificador sustractor. La función de transferencia ideal de un circuito de este tipo es:

$$v_o/(v_{i1} - v_{i2}) = -R_f/R_i.$$

1. Errores debidos al comportamiento no ideal del amplificador

El porcentaje de error en la función de transferencia $-R_f/R_i$ vale, aproximadamente:

$$D = \frac{100}{A}\left\{1 + \frac{R_i R_f}{(R_i + R_f)Z_{id}}\right\} \cdot \left[1 + \frac{R_f}{R_i} + \frac{Z_o}{R_i} - \frac{Z_o}{R_f} + \frac{R_f}{Z_{id}}\left\{\frac{(R_i + R_f)Z_{id} - R_i Z_o}{(R_i + R_f)Z_{id} + R_i R_f}\right\}\right],$$

suponiendo que R_L sea mucho mayor que Z_o. En la fig. 28 se ha representado este error en función de la relación R_f/R_i, con R_i como parámetro, para valores típicos de las características del amplificador.

Puesto que este circuito puede considerarse como un amplificador inversor con resistencia de compensación R_c en el terminal de entrada positivo, la tensión de error debida a la tensión de desviación y a la corriente de polarización es igual a:

$$\Delta v_o' = (1 + R_f/R_i)V_{off} + R_f I_{off}, \qquad (7)$$

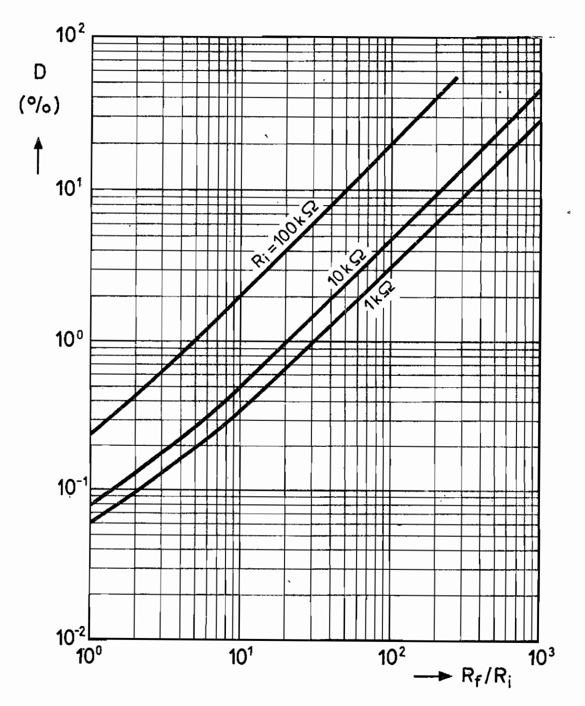


Fig. 28. Error D del amplificador sustractor en función de la relación R_f/R_i, con R_i como parámetro

Esta tensión de error se ha representado en la figura 20 en función de la relación R_f/R_i (líneas de trazo continuo).

2. Impedancias de entrada y de salida

La impedancia de entrada para la señal v_{i1} es, aproximadamente,

$$Z_{in} = R_i,$$

y para v_{i2}:

$$Z_{in} = R_i + R_f,$$

La impedancia de salida aproximada vale:

$$Z_{out} = (Z_o/A)(1 + R_f/R_i),$$

que, para el TAA241, es igual a:

$$Z_{out} = 0{,}06(1 + R_f/R_i).$$

Circuitos prácticos fundamentales

Para dar una idea de las propiedades que pueden esperarse de los amplificadores operacionales en los que se emplea el TAA241, se consideran algunos ejemplos de aplicación.

Amplificador inversor

Se describen tres ejemplos de amplificadores inversores. En cada uno de ellos se obtiene distinta ganancia y se utiliza un método diferente de compensación de frecuencia.

El circuito de la fig. 29 es un amplificador de este tipo que proporciona una ganancia de 100. La frecuencia a plena potencia es de 350 kHz, para la

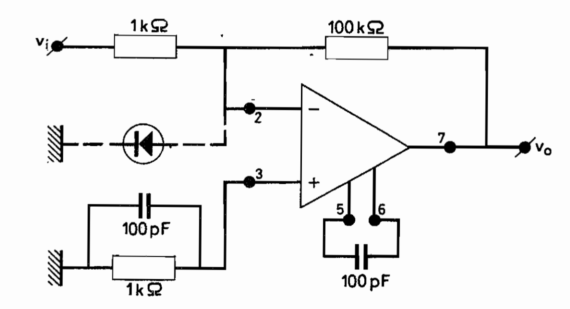


Fig. 29. Ejemplo de amplificador inversor con ganancia 100

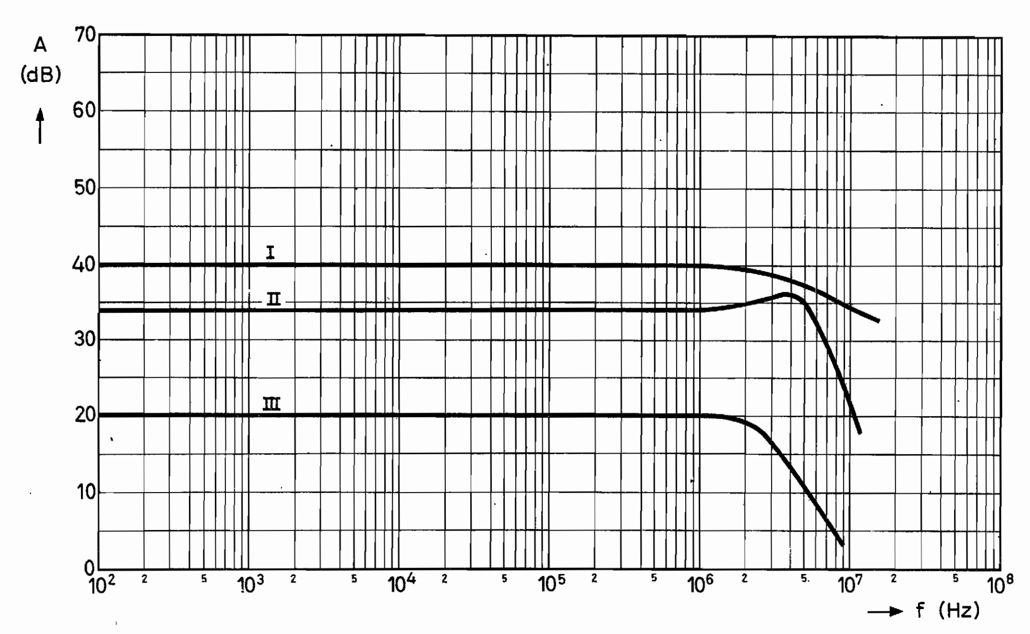


Fig. 30. Curvas de respuesta de frecuencia correspondientes a los amplificadores inversores de las figs. 29 (curva I), 31 (curva II) y 32 (curva III)

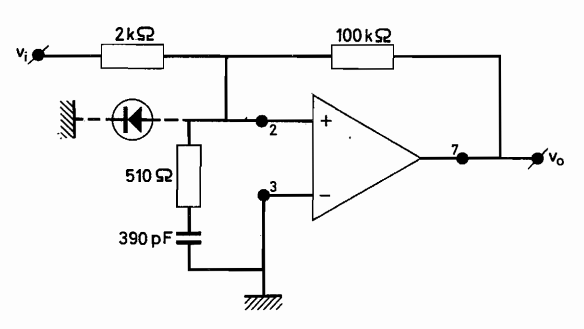


Fig. 31. Ejemplo de amplificador inversor con una ganancia de 50

cual el amplificador puede entregar todavía una tensión de salida de 10 V. La tensión de ruido de banda ancha (de 2 Hz a 1 MHz) en la salida tiene un valor eficaz de 1,2 mV. La respuesta de frecuencia se representa en la curva I de la fig. 30.

La fig. 31 muestra un amplificador similar con una ganancia de 50; la frecuencia a plena potencia es de 500 kHz, y la tensión de ruido de banda ancha es de 2 mV eficaces. La curva II de la fig. 30 muestra la respuesta de frecuencia de este circuito.

El inversor de la fig. 32 tiene una ganancia de 10; su frecuencia a plena potencia es de 30 kHz, y su tensión de ruido de banda ancha es únicamente de 0,5 mV eficaces. Su respuesta de frecuencia corresponde a la curva III de la fig. 30.

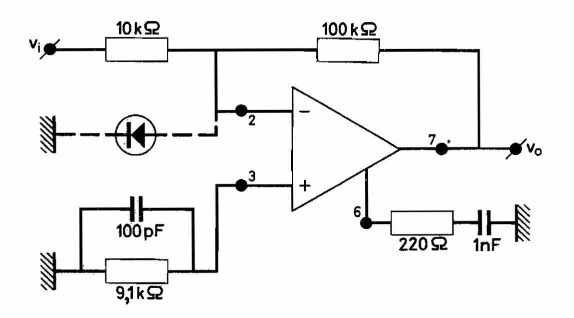


Fig. 32. Ejemplo de amplificador inversor con una ganancia de 10

Seguidor

En la fig. 33 se ha representado el circuito de un seguidor con ganancia unidad. Su impedancia de entrada viene determinada por la impedancia de entrada de modo común, y vale 7 megohmios. Este seguidor puede manejar señales comprendidas entre +0,5 y −0,4 voltios, y su impedancia de salida es muy baja. La curva de respuesta de frecuencia corresponde a la curva I de la fig. 34.

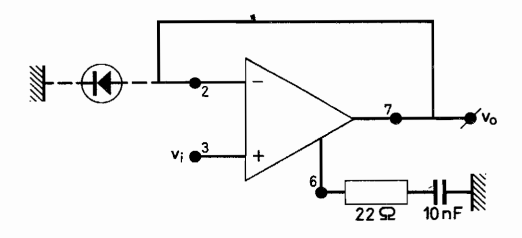


Fig. 33. Ejemplo de seguidor

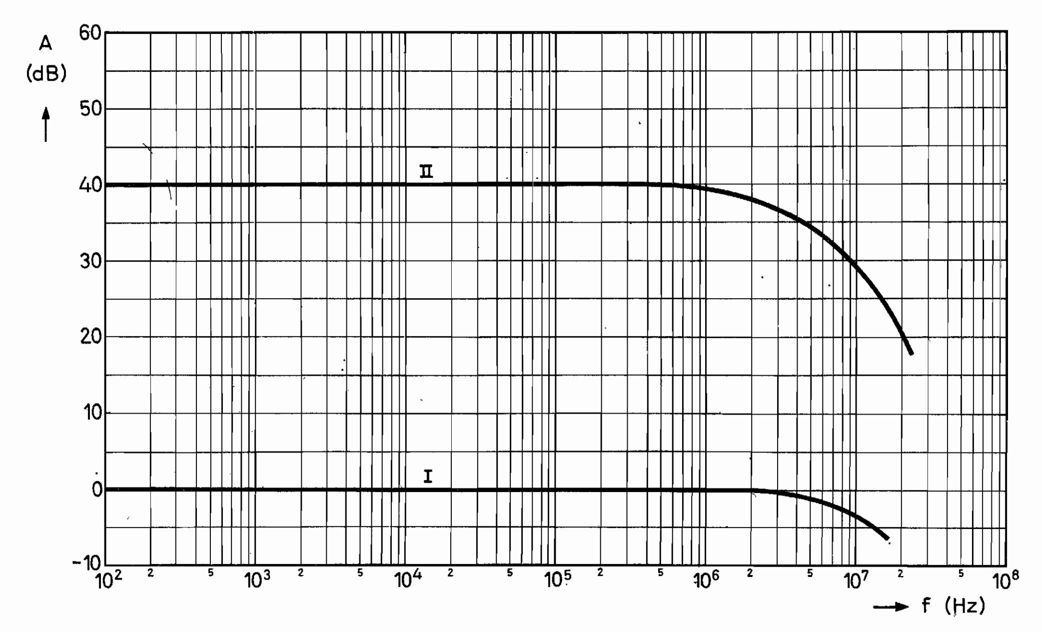


Fig. 34. Curvas de respuesta de frecuencia de los circuitos: I, seguidor (fig. 33) y II, amplificador no inversor (fig. 35)

Amplificador no inversor

El circuito representado en la fig. 35 es un amplificador no inversor de ganancia 100, con una tensión de ruido de banda ancha de 1,1 mV eficaces. La curva II de la fig. 34 representa la característica de respuesta de frecuencia de este amplificador.

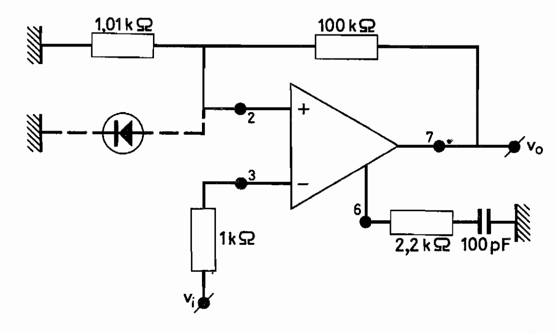


Fig. 35. Amplificador no inversor con una ganancia de 100

Integrador

En un integrador, la tensión de desviación y la corriente de polarización cargan continuamente el condensador de realimentación; si no se toman medidas para contrarrestarlo, esto puede impedir el funcionamiento de la etapa de salida dentro de la región lineal.

En el integrador de la fig. 36 se ha resuelto este problema por medio de un resistor en paralelo con el condensador de realimentación, aún a costa de ver limitada la ganancia en c.c. Esta adopta el valor de la relación entre los valores de la resistencia paralelo y la de entrada, es decir, 10 en el presente caso. A causa de esta limitación, el circuito sólo funcionará de modo satisfactorio por encima de la frecuencia de discontinuidad determinada por la resistencia y la capacidad del circuito de realimentación, esto es:

$$f = 1/2\pi R_f C_f = 1{,}6 \text{ Hz}.$$

Asimismo, es necesario aplicar la máxima compensación de frecuencia a la etapa de salida; esto puede llevarse a cabo aplicando el método que se indica en la fig. 36 o bien conectando entre el terminal 6 y masa un condensador de 100 nF.

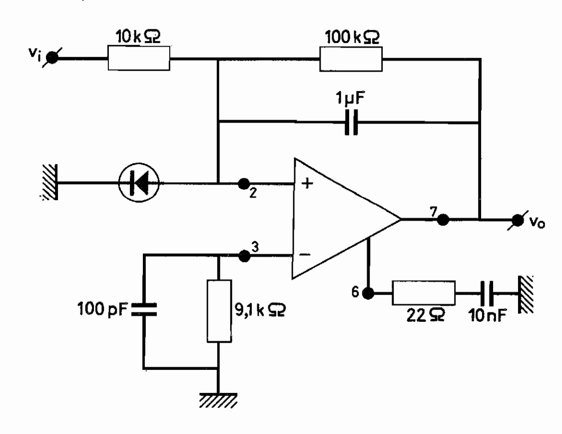


Fig. 36. Integrador provisto de un circuito que impide que el condensador de realimentación se cargue continuamente por la tensión de desviación

Amplificador sustractor

Este circuito se muestra en la fig. 37. Adoptando la configuración representada, se obtiene una ganancia de 10. En la fig. 38 puede verse la curva de respuesta de frecuencia correspondiente.

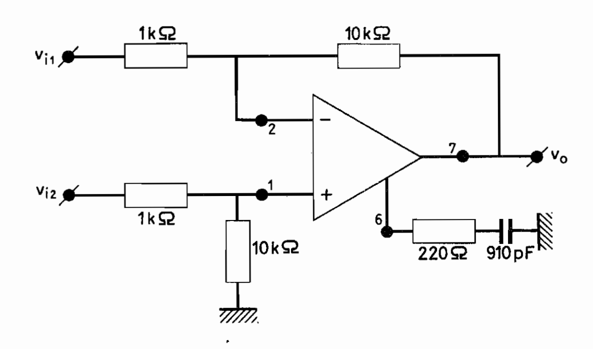


Fig 37. Ejemplo de amplificador sustractor

Algunos ejemplos de aplicación

Con el fin de poner de manifiesto la diversidad de aplicaciones que ofrece un amplificador como el TAA241, se describen a continuación algunos ejemplos de las mismas.

Multivibrador monoestable

El circuito de la fig. 39 muestra la utilización del TAA241 como multivibrador monoestable. En el estado de reposo, el amplificador está saturado y su tensión de salida, $V_{o\ pos}$, valdrá aproximadamente +10 voltios, con tal que:

$$V_{o\ pos} R_1/(R_1 + R_2)$$

sea mayor que la caída de tensión en sentido directo V_d en el diodo *D1*. Si se aplica al terminal inferior, a través de un condensador *C2*, un impulso de disparo de sentido negativo, la tensión de salida adoptará un nuevo valor, $V_{o\ neg}$, aproximadamente igual a −5 V. Entonces, el potencial del punto 3 se hace negativo, por lo que el diodo *D1* queda polarizado en sentido inverso. Como consecuencia, el potencial del punto 2 disminuirá exponencialmente de $+V_d$ a $V_{o\ neg}$, a una velocidad determinada por la constante de tiempo *R3C1*. Sin embargo, en cuanto este potencial haya disminuido hasta igualar el existente

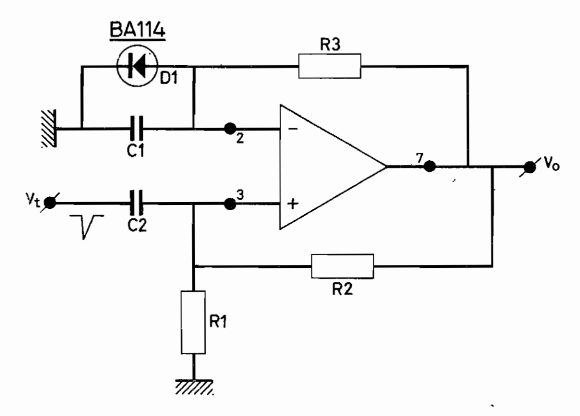


Fig. 39. Circuito con un amplificador TAA241 utilizado como multivibrador monoestable

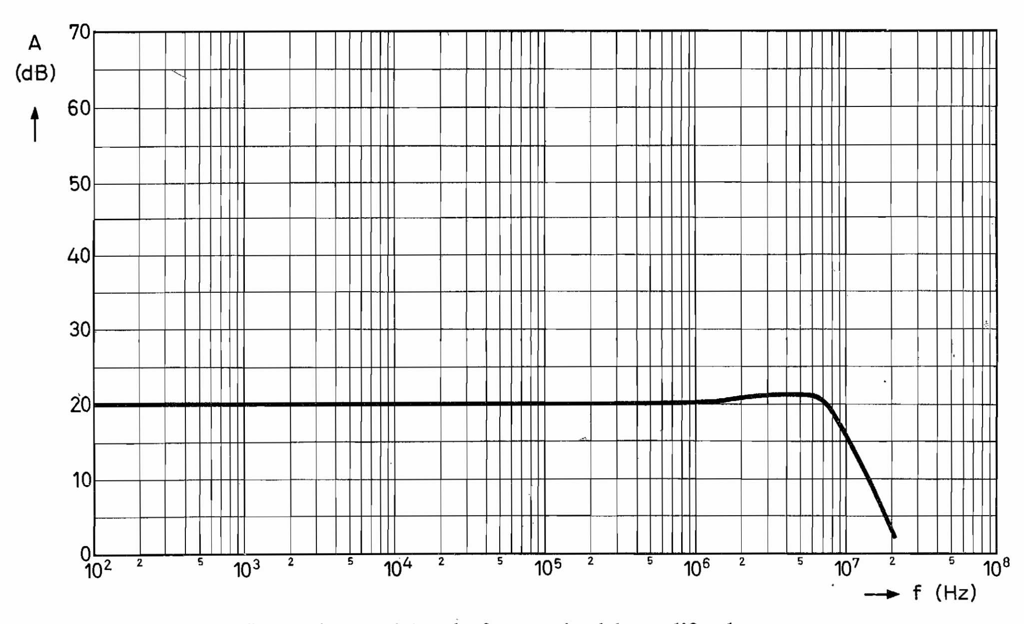


Fig. 38. Curva de respuesta de frecuencia del amplificador sustractor

en el punto 3, el amplificador volverá al estado de reposo y la tensión de salida adoptará el valor de +10 voltios.

La duración del impulso negativo viene dada por la expresión:

$$t_p = R_3C_1 \cdot \log_e \{(1 + R_1/R_2)(1 + V_d/V_{o\,neg})\}.$$

Para disparar el multivibrador, el impulso negativo $-V_t$ debe satisfacer la condición:

$$-V_t > R_1/(R_1 + R_2)V_{o\,pos} - V_d.$$

Dado que el condensador *C2* debe cargarse hasta el 90 % de la diferencia entre $V_{o\,pos}$ y $V_{o\,neg}$ durante el intervalo t_p, la duración del impulso de salida tiene que cumplir la condición siguiente:

$$t_p > 2{,}3R_1C_2.$$

Los valores de los componentes de un circuito experimental fueron:

$$R1 = 8{,}2\ \text{k}\Omega$$
$$R2 = R3 = 100\ \text{k}\Omega$$
$$C1 = 10\ \text{nF}$$
$$C2 = 4{,}7\ \text{nF}$$

obteniéndose los tiempos siguientes (ver fig. 40):

duración del impulso	$t_p = 175\ \mu s$
tiempo de retardo	$t_d = 0{,}3\ \mu s$
tiempo de subida	$t_r = 0{,}35\ \mu s$
tiempo de caída	$t_f = 0{,}70\ \mu s$

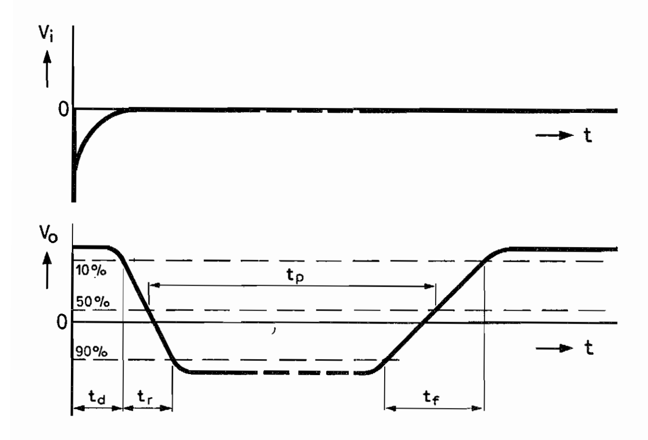


Fig. 40. Oscilograma idealizado de las tensiones de entrada y salida del multivibrador, mostrando los límites de diversos tiempos que caracterizan su funcionamiento

Fuente estabilizada de tensión de referencia

En la fig. 41 se muestra el circuito de una fuente estabilizada de tensión, destinada a suministrar una tensión de referencia. La tensión Zener (nominal) del

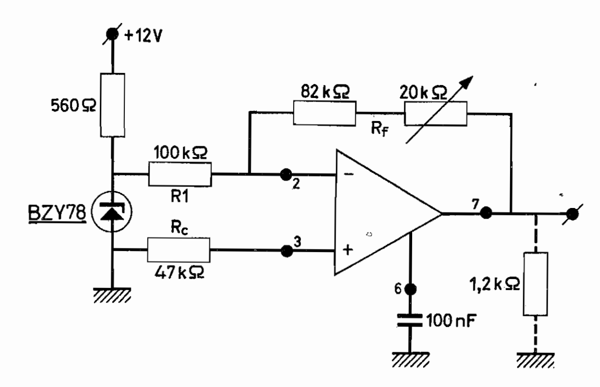


Fig. 41. Circuito que utiliza un TAA241 como fuente ajustable de tensión de referencia

diodo de referencia de tensión BZY78 (5,3 V) se amplifica $-R_f/R_1$ veces, de modo que la tensión de salida puede ser ajustada a un valor estable próximo a —5 V por medio de R_f. Eligiendo convenientemente este resistor pueden obtenerse tensiones estabilizadas de valor inferior. La deriva de la corriente de polarización se compensa incorporando el resistor R_c, cuyo valor debe ser igual al de la combinación en paralelo de *R1* y R_f, es decir, unos 46 kilohmios con los valores indicados en la fig. 41.

Para una tensión de salida de 5,0 voltios negativos, la deriva de esta tensión es de 0,5 mV/°C. La dependencia de las fluctuaciones de la tensión de la red es de 20 mV por voltio.

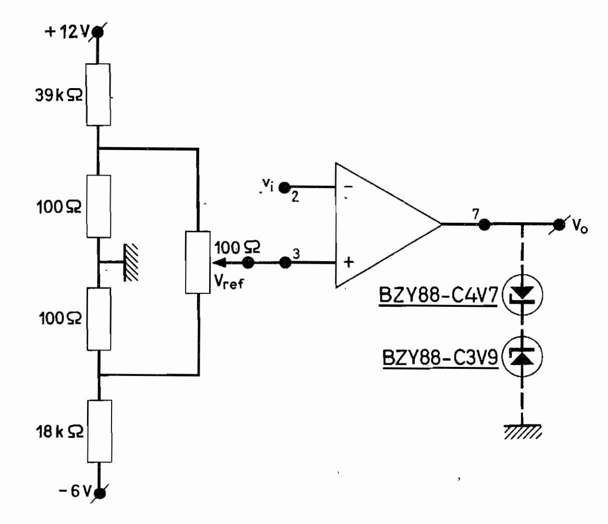


Fig. 42. Utilización del amplificador TAA241 como comparador (o detector de cero). No es necesario incluir los diodos reguladores de tensión, pues ello depende de la tensión de salida que se precise

Comparador

En el circuito de la fig. 42 se compara la tensión de entrada, v_i, con la de referencia, V_{ref}. Si la primera es mayor que la segunda, la tensión de salida es de −5 V, aproximadamente. En el caso contra-

rio, este valor será de unos +10 V. Si se desea que la tensión de salida esté en fase con la de entrada, ésta debe aplicarse al punto 3 y la de referencia al 2. Si se precisa una tensión de referencia igual a cero, debe compensarse la tensión de desviación mediante el circuito potenciométrico de la fig. 42, con el terminal de entrada conectado a masa.

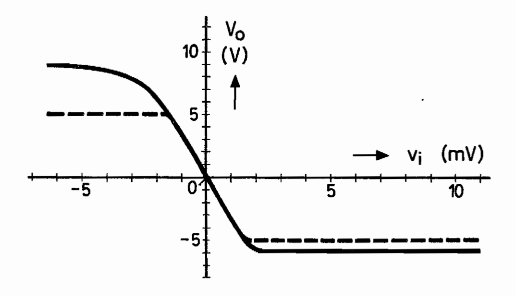


Fig. 43. Tensión de salida en función de la tensión de entrada del comparador. Con diodos reguladores de tensión se obtendrá una tensión de salida simétrica, como muestra la línea de trazos

En la fig. 43 se reproduce la característica de la tensión de salida en función de la de entrada correspondiente a este circuito. Si, como en el esquema de la fig. 42, se conectan los diodos reguladores de tensión BZY88-C4V7 y BZY88-C3V9 entre el punto 7 y masa, se obtiene una tensión de salida simétrica de +5 V (curva en trazo discontinuo).

En caso de cambios rápidos de la tensión de entrada se obtienen los tiempos siguientes:

tiempo de retardo	$t_d = 0{,}1$ µs	
tiempo de subida	$t_r = 0{,}1$ µs	(tensión de salida hacia positivo)
tiempo de caída	$t_f = 1{,}0$ µs	(tensión de salida hacia negativo)

Este circuito puede hacerse funcionar como disparador de Schmitt aplicando realimentación positiva (fig. 45): la tensión de salida adoptará entonces una forma parecida a la del ciclo de histéresis, como puede verse en la fig. 46. El resistor *R2* puede conec-

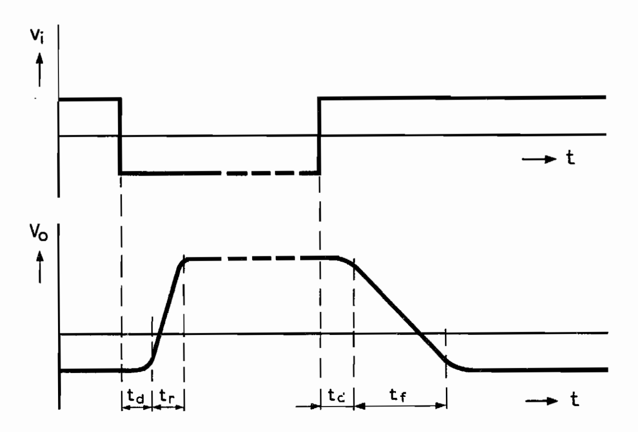


Fig. 44. Oscilograma idealizado de las tensiones de entrada y salida del comparador, mostrando los diferentes tiempos

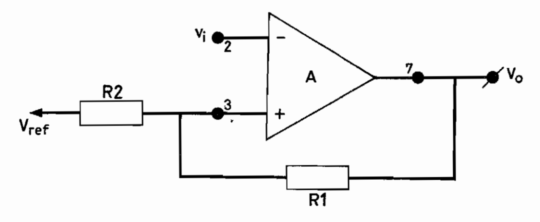


Fig. 45. Amplificador conectado como disparador de Schmitt

tarse a masa, al circuito compensador de desviación o al de referencia de tensión. Esto último hace posible desplazar la característica de transferencia a izquierda o derecha.

Los puntos v_i' y v_i'' pueden calcularse a partir de las expresiones:

$$v_i' = \{R_2/(R_1 + R_2) - 1/A\}V_{o\ \mathrm{neg}},$$

y

$$v_i'' = \{R_2/(R_1 + R_2) - 1/A\}V_{o\ \mathrm{pos}}.$$

Los tiempos de conmutación del circuito, provisto con diodos reguladores de tensión, son: $t_r = 0{,}3$ µs y $t_f = 0{,}7$ µs.

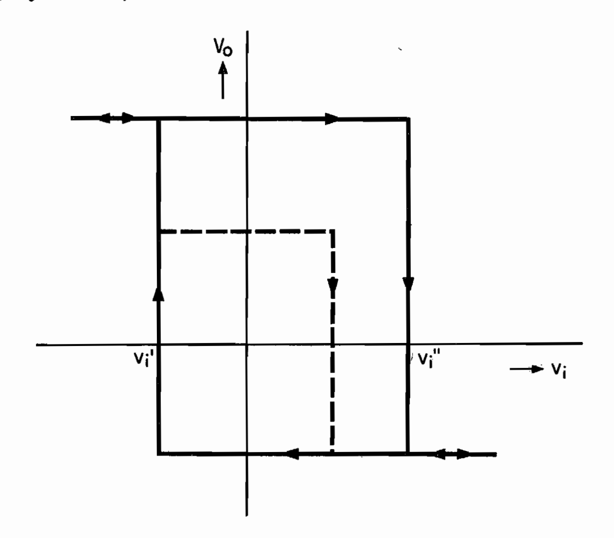


Fig. 46. Oscilograma idealizado de la tensión de salida del disparador de Schmitt. La forma de onda en trazo discontinuo corresponde a un circuito equipado con diodos reguladores de tensión. La línea continua se refiere al mismo circuito sin dichos diodos

Generador de tensión triangular y en dientes de sierra

El circuito representado en la fig. 47 puede generar tensiones triangulares o en dientes de sierra. El ele-



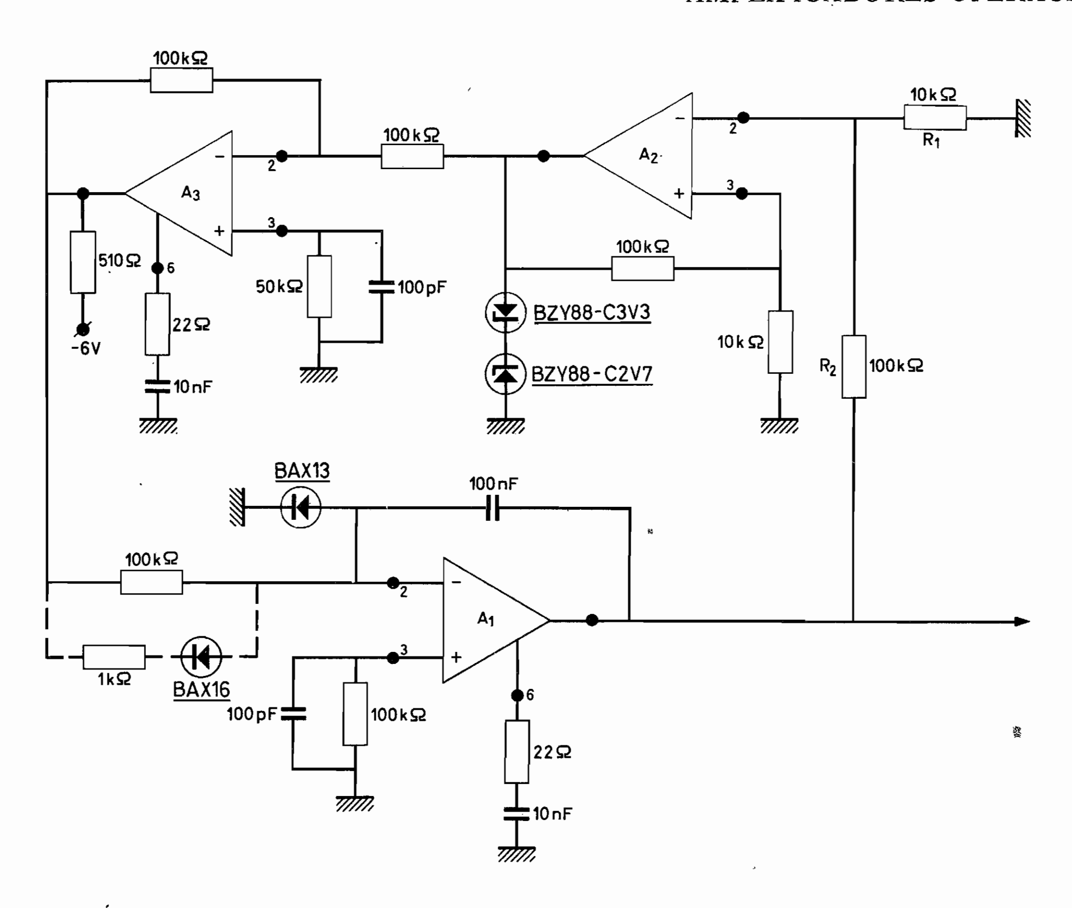


Fig. 47. Circuito generador de tensión triangular o en forma de dientes de sierra, formado por tres amplificadores TAA241

mento principal del circuito es el amplificador inferior *A1*, conectado como integrador. Su tensión de salida pasa a la entrada del amplificador *A2* a través de un divisor de tensión. Este amplificador está conectado como comparador con ciclo de histéresis (ver fig. 45). Los diodos reguladores de tensión conectados a continuación limitan su salida a ±4 V. Tan pronto como la tensión de salida de *A1* supera un cierto límite, determinado por el umbral de tensión del comparador, se invierte la fase de la tensión de salida de *A2*. Ello causa la conmutación de la tensión de entrada de *A1* por acción de *A3*. Entonces, la tensión de salida de *A1* aumentará o disminuirá linealmente hasta alcanzar nuevamente la tensión umbral del comparador, en cuyo momento recomenzará el ciclo. La función del amplificador *A3* consiste únicamente en invertir la tensión de salida de *A2*, de modo que ésta se aplique a la entrada de *A1* con la fase adecuada.

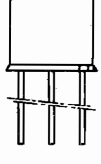
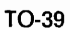
Este circuito puede entregar así una tensión de salida con forma de onda triangular. Su amplitud es igual a la tensión umbral del comparador multiplicada por (R1+R2)/R1. El tiempo de subida depende principalmente de la constante de tiempo del circuito integrador y, en cierto grado, de la tensión de salida del comparador.

Para obtener una tensión de salida en dientes de sierra, se conecta en paralelo con el resistor de entrada del integrador un diodo en serie con un resistor. De esta forma puede acortarse el tiempo de subida o el de caída de la tensión de salida triangular, según sea el sentido de conexión del diodo. El tiempo mínimo de subida o de caída viene a ser de unos 100 microsegundos.

Transistores de potencia

Tipo (9)	Valores máximos: P_{tot} $T_{mb}=25°$ (W)	V_{CBO} (V)	V_{CEO} (V)	I_{CM} (A)	f_T típico (MHz)	h_{FE}	a I_C (A)	V_{CE}(sat.) máx (V)	a I_C (A)	T_j (°C)	$R_{th\ j\text{-}mb}$ (°C/W)	Caja
Silicio												
BD 115	6	220	180	0,15	145	>22	0,05	9	0,1	200	12,5	TO-39
BD 121 (5)	45	60	35	5	95	30-100	1,5	0,65	1	175	3,3	TO-3
BD 123 (5)	45	90	60	5	85	30-100	1,5	0,65	1	175	3,3	TO-3
BD 124 (5)	15	70	45	4	>100	35-150	0,5	0,25	0,5	175	7,5	Fig. A
BDY 10	130	50	40	4	1	10-50	2	0,7	2	175	1,0	TO-3
BDY 11	130	100	70	4	1	10-50	2	0,7	2	175	1,0	TO-3
BDY 17	115	80	60	25	1	>10	10	2	10	200	1,5	TO-3
BDY 18	115	120	70	25	1	>10	8	2	8	200	1,5	TO-3
BDY 19	115	150	80	25	1	>10	6	2	6	200	1,5	TO-3
BDY 20	115	100	60	15	1	20-100	4	1,1	4	200	1,5	TO-3
BDY 38	115	50	40	6	1	>30	2	0,7	2	200	1,5	TO-3
2N3055 (1)	115	100	60	15	—	20-70	4	1,1	4	200	1,5	TO-3
Germanio												
AD 149	22,5 (2)	—50	—30	—3,5	0,01 (3)	30-100	1	—0,7	3	100	2,0	TO-3
ADY 26	100	—80	—60	—30	0,1	40-120	5	—0,5	25	90	0,6	TO-36
ADZ 11	45 (4)	—50	—40	—20	0,08 (3)	40-120	1,2	—1	15	90	0,8	TO-36
ADZ 12	45 (4)	—80	—60	—20	0,1 (3)	40-120	1,2	—1	15	90	0,8	TO-36
ASZ 15 (5)	30 (6)	—100	—60	—10	0,2	20-55	1	—0,4	10	90	1,5	TO-3
ASZ 16 (5)	30 (6)	—60	—32	—10	0,25	45-130	1	—0,4	10	90	1,5	TO-3
ASZ 17 (5)	30 (6)	—60	—32	—10	0,22	25-75	1	—0,4	10	90	1,5	TO-3
ASZ 18 (5)	30 (6)	—100	—32	—10	0,22	30-110	1	—0,4	10	90	1,5	TO-3
OC 22 (5)	21,5	—32	—24	—2	2,5 (3)	>50	1	—	—	90	3,0	TO-3
OC 23 (5)	21,5	—40	—16	—2	2,5 (3)	>50	1	—	—	90	3,0	TO-3
OC 24 (5)	21,5	—40	—16	—2	2,5 (3)	>50	1	—	—	90	3,0	TO-3
OC 122 (5)	0,3	—32	—12	—2	1,3	>50	0,1	—	—	90	0,06	TO-7
OC 123 (5)	0,3	—32	—15	—2	1,5	>50	0,1	—	—	90	0,06	TO-7
2N174	150	—80	—60 (7)	—11 (8)	0,01 (3)	25-50	5	—0,9	12	100	0,5	TO-36
2N441	150	—40	—20 (7)	—11 (8)	0,01 (3)	20-40	5	—0,3	12	100	0,5	TO-36
2N1100	150	—100	—80 (7)	—11 (8)	0,01 (3)	25-50	5	—0,7	12	100	0,5	TO-36

(1) Equivalente al BDY20, también disponible
(2) $T_{mb} = 65°C$
(3) Frecuencia de corte
(4) $T_{mb} = 55°C$
(5) Pueden utilizarse también para aplicaciones de conmutación
(6) $T_{mb} = 45°C$
(7) V_{EBO}
(8) $-I_B = 4A$
(9) Tipos preferidos en negrita

TO-39

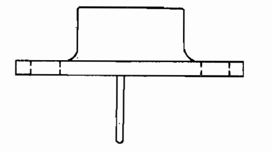
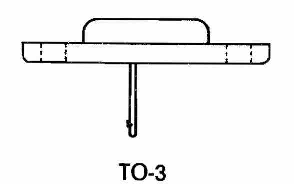
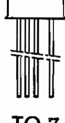


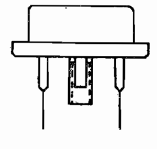
Fig. A



TO-3



TO-7



TO-36

RECEPTORES DE TELEVISIÓN CON TRANSISTORES

Amplificador de vídeo para tubo de imagen de pantalla pequeña

En un artículo precedente se describen las características de un amplificador de vídeo para receptor de televisión en blanco y negro equipado con tubo de imagen de pantalla grande. A continuación, y basado en los mismos principios teóricos, se describe un circuito similar adecuado para un receptor más sencillo, con tubo de imagen de pantalla pequeña. Se utilizan dos etapas acopladas directamente, y se toman las medidas necesarias para asegurar que el nivel de negro sea independiente del contraste y del contenido de la imagen y para que la acción del control de contraste no perjudique la anchura de banda disponible.

Introducción

Para la norma europea de 625 líneas, el amplificador de vídeo de un receptor de televisión debe cumplir las siguientes especificaciones:

— *ancho de banda:* como mínimo, 4 MHz entre puntos a −3 dB de la curva de respuesta;
— *respuesta a los transitorios:* los tiempos de subida y caída no deben ser superiores a 80 nanosegundos; sobremodulación no mayor del 5 % y sobreoscilación inferior al 2 %;
— *tensión de salida:* 50 V del negro al blanco;
— *ganancia:* unas 30 veces, a fin de permitir que el amplificador pueda ser excitado por un amplificador de FI cuya tensión de salida proporcione un nivel de impulso de sincronismo de 2,5 V (valor de pico);
— *linealidad:* respecto a la información de imagen, debe ser mejor que el 80 %; para los impulsos de sincronismo puede aceptarse un valor algo inferior;
— *control de contraste:* debe ser posible una variación de la tensión de salida de 5 veces, por lo menos;
— *constancia del nivel de negro:* el nivel de negro debe ser independiente de la información de imagen y no debe resultar afectado por el control de contraste;
— *independencia de la tensión de alimentación:* la señal de vídeo no debe ser afectada por variaciones de la tensión de alimentación de hasta un 15 %, en más o menos.

En resumen, las exigencias a cumplir son esencialmente las mismas que un amplificador de vídeo para pantalla grande, y en conjunto se respetan todas, excepto dos: el ancho de banda es algo menor, y se precisa una tensión de salida notablemente inferior. Esta última circunstancia, en particular, afecta a la elección del transistor de salida, ya que permite utilizar un tipo con una tensión de ruptura proporcionalmente menor. A continuación describiremos un amplificador de vídeo equipado con el transistor planar de silicio BF177, cuya tensión mínima de ruptura es de 100 V y no precisa refrigerador.

Tensión de alimentación

Además de entregar una señal de vídeo con una amplitud de 50 V, el transistor utilizado en la etapa de salida de vídeo debe poder admitir las tres tensiones que indica el esquema simplificado de la figura 1, y la línea de carga de la fig. 2. Estas tensiones son las siguientes:

- una caída de tensión V_{RE} en el resistor de emisor; para la máxima corriente de colector, dicha caída puede ser de unos 3 V;
- la tensión de codo para frecuencias elevadas, V_{CEK}, por debajo de la cual aumenta apreciablemente la distorsión. Para el transistor BF177, V_{CEK} es de unos 10 V, con una corriente de colector de 20 mA y una temperatura de la unión de 150 °C; y
- una caída de tensión V_L en el resistor de carga, debida a la corriente de fugas, que puede alcanzar unos 5 V a la temperatura máxima de la unión.

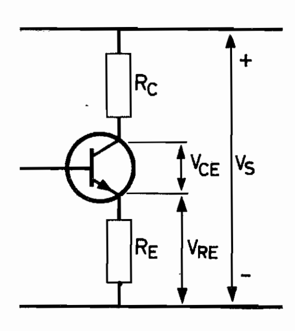


Fig. 1. Circuito simplificado de una etapa de salida de vídeo

Para conseguir la tensión de alimentación necesaria no basta con sumar estas tensiones a la amplitud de la señal de salida necesaria. El nivel de negro resulta afectado por las tolerancias de los parámetros del transistor y de los resistores utilizados, de suerte que estas dispersiones también deben tenerse en cuenta.

Si se utilizan resistores con una tolerancia del 5 %, debe preverse una posible variación del nivel de negro de un 16 %:

$$\Delta V_{bl}/(V_S - V_{bl}) = \pm\, 16\%.$$

Además, para evitar una tensión excesivamente elevada en el colector, es preciso recortar los impulsos de sincronismo. Considerando todos estos factores y suponiendo que los impulsos de sincronismo se recortan al 50 %, la tensión nominal de alimentación requerida viene dada por la expresión:

$$V_{S\,\mathrm{nom}} = V_{b-w} + V_{RE} + V_{CEK} + V_L + $$
$$+ 0{,}5 V_{sync} + 0{,}32(V_{S\,\mathrm{nom}} - V_{bl}),$$

siendo

V_{b-w}=50 V, tensión necesaria de negro a blanco, y
V_{sync} =0,38 V_{b-w}=19 V, amplitud del impulso de sincronismo.

La tensión del nivel de negro es

$$V_{bl} = V_{b-w} + V_{RE} + V_{CEK} + 0{,}16\,(V_{S\,\mathrm{nom}} - V_{bl})$$
$$= 63\ \mathrm{V},$$

de donde

$$V_{S\,\mathrm{nom}} = 85\ \mathrm{V},$$

valor inferior a la tensión mínima de ruptura especificada para el transistor BF177 (100 V). Es cierto que en los receptores de pantalla pequeña la tensión puede fluctuar hasta en un 15 %, pero ni aún en las peores condiciones se sobrepasará el valor prescrito de 100 V.

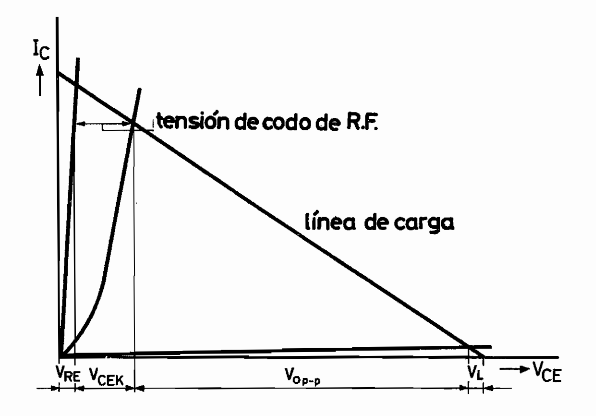


Fig. 2. Caídas de tensión V_{RE}, V_{CEK} y V_L debidas al resistor de emisor, a la tensión de codo de alta frecuencia y a la corriente de fugas respectivamente, representadas en el plano I_C-V_{CE}. $V_{o\,p-p}$ es la tensión de salida de pico a pico

Características del transistor planar de silicio BF177

Una vez calculada la tensión de alimentación necesaria, veamos ahora con algún detalle las características del transistor utilizado, atendiendo especialmente a los efectos de éstas en el diseño de las etapas precedentes, así como en el propio amplificador de vídeo.

Disipación

La máxima disipación permisible en el transistor BF177 es de 0,6 vatios, y la unión soporta una temperatura máxima de 200 °C. Sin dispositivo de refrigeración, la resistencia térmica entre la unión y el ambiente es de 240 °C/W, por lo que la máxima temperatura ambiente permisible es:

$$T_{máx} = 200 - 0{,}6(240) \simeq 55\ °C.$$

Si el transistor está polarizado en forma que $V_{CE} = V_S/2$, y no existe señal de vídeo, la disipación del colector alcanza un máximo, cuyo valor es:

$$P_C = V_S^2/4R_C.$$

Para mantener este valor por debajo del límite de 0,6 W, con tensiones de alimentación de hasta 100 V, el valor del resistor de carga no debe ser menor que 4,2 kilohmios.

Capacidad de colector-base y resistencia de base

Debido al efecto Miller, la capacidad de entrada de la etapa de salida de vídeo viene determinada principalmente por la capacidad de realimentación, la cual es de 1,8 pF aproximadamente. Junto con la resistencia de salida de la etapa precedente, esta capacidad forma una red limitadora de la banda pasante.

En realidad, la capacidad de realimentación está dividida en dos partes, una de las cuales es la capacidad distribuida que, junto con la resistencia de base, da lugar a un circuito que limita la anchura de banda obtenida. En el caso del transistor BF177, la constante de tiempo de esta red es de 25 picosegundos, por lo que no tiene efecto apreciable sobre la respuesta del amplificador de vídeo.

Ganancia de corriente

Si el transistor de salida está excitado por un seguidor de emisor, no es preciso que la ganancia de corriente h_{FE} sea muy elevada. En el transistor BF177 tiene un valor mínimo de 20, lo cual permite mantener una corriente de base relativamente baja.

Frecuencia de transición

Cuanto menor sea la frecuencia de transición, mayor será la capacidad que limita la anchura de banda, la cual puede considerarse conectada en paralelo con la unión base-emisor del transistor. La frecuencia de transición del transistor BF177 es de 120 MHz, valor suficientemente elevado para que no afecte la anchura de banda que puede obtenerse.

Circuito práctico

Al igual que en el caso de un televisor de pantalla grande, es preferible disponer dos etapas de amplificación de vídeo, es decir, una etapa de salida precedida de un seguidor de emisor. Esto, además de asegurar mejores resultados que una etapa única, resulta de realización más sencilla y económica.

El amplificador de vídeo de dos etapas presenta notables ventajas: en primer lugar, la capacidad de carga presentada al detector de vídeo por el seguidor de emisor es lo suficientemente baja para permitir la obtención de una anchura de banda satisfactoria, por lo que pueden simplificarse las redes de compensación. En segundo lugar, el punto de trabajo elegido para el transistor no tiene efectos adversos sobre la polarización del detector, por lo que resultan innecesarias las redes ajustables de polarización en continua. En la fig. 3 se ha representado el esquema de ambas etapas y del detector de vídeo que las precede.

El diseño del detector de vídeo exige un compromiso entre rendimiento y respuesta a los transitorios. Esto se obtiene con una capacidad de carga de 10 pF, para un resistor de carga del detector de 2,7 kilohmios. Dado que la capacidad de entrada del seguidor de emisor (transistor BF194) es de 6 pF únicamente, se dispone el condensador *C3*, de 4,7 pF para obtener el valor necesario.

El control de contraste puede conseguirse mediante el CAG o bien en los circuitos de colector, emisor o base del transistor de salida de vídeo. La solución preferible consiste en disponer este control en el circuito de base.

Con el fin de asegurar un nivel de negro constante e independiente de las variaciones de contraste y de contenido de la imagen, el amplificador de vídeo debe estar acoplado directamente en su totalidad.

Etapa de salida

El emisor del transistor de salida se polariza positivamente. De ello resulta un recorte de los impulsos de sincronismo que no es perturbador, ya que dichos impulsos se toman del seguidor de emisor.

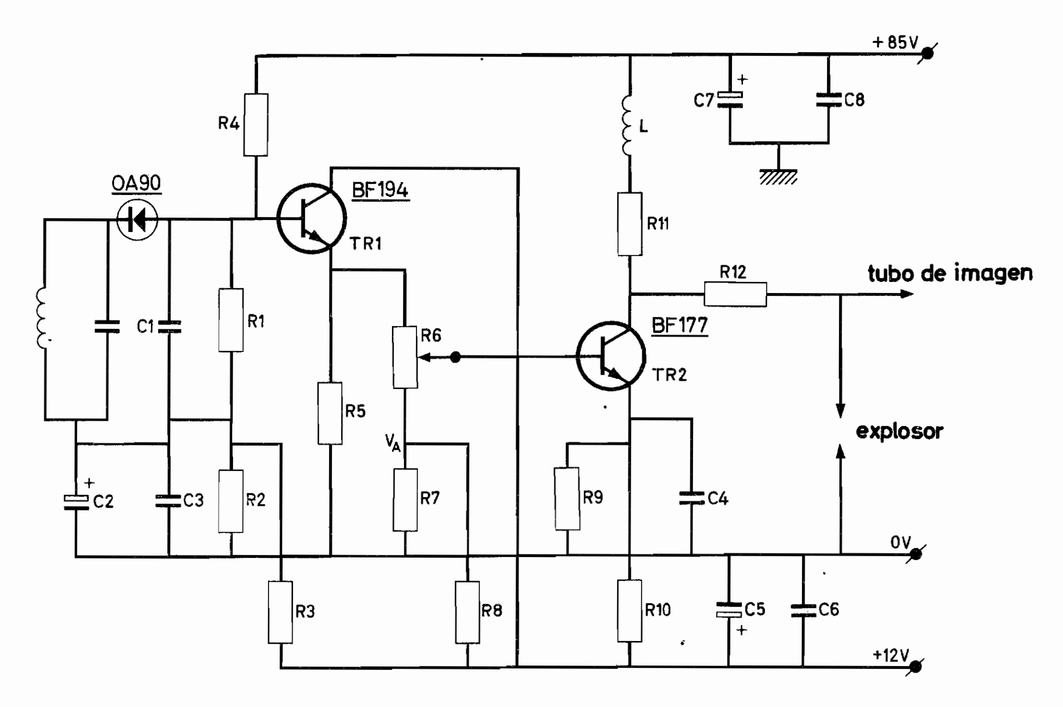


Fig. 3. Circuito completo del amplificador de vídeo

R_1	2,7 kΩ,	¼ W	R_5	470 Ω,	¼ W	R_9	180 Ω,	¼ W	C_1	4,7 pF,	500 V	C_5	10 μF,	16 V
R_2	1,2 kΩ,	¼ W	R_6	300 Ω,	pot.	R_{10}	820 Ω,	¼ W	C_2	10 μF,	16 V	C_6	6,8 nF,	500 V
R_3	1 kΩ,	¼ W	R_7	47 Ω,	½ W	R_{11}	4,7 kΩ,	5.5 W	C_3	6,8 nF,	500 V	C_7	20 μF,	250 V
R_4	390 kΩ,	¼ W	R_8	120 Ω ,	1 W	R_{12}	1,5 kΩ,	1 W	C_4	180 pF,	500 V	C_8	6,8 nF,	500 V

El contraste se regula mediante el potenciómetro *R6*, en el circuito de base. Suponiendo que la capacidad de entrada de la etapa es de unos 100 pF, y que se usa un potenciómetro de 300 ohmios para el control de contraste, la constante de tiempo del circuito de base será de unos 10 ns para un contraste medio; esto corresponde a una anchura de banda de 15 MHz entre los puntos a −3 dB, por lo cual el funcionamiento de la etapa no resulta prácticamente afectado por la acción de dicho control.

Sin embargo, el ancho de banda resulta fuertemente limitado por la constante de tiempo del circuito de colector. La capacidad entre colector y masa es de unos 4 pF, la de conexión entre el colector y el cátodo del tubo de imagen llega a 7 pF y la capacidad de entrada del tubo de imagen, junto con la de su zócalo, es de 6 pF, lo que da un total de 17 pF. Junto con la resistencia de carga de colector, de 4,7 kilohmios, se obtiene una anchura de banda de sólo 2 MHz, la cual resulta excesivamente reducida. Por tanto, para obtener los 4 MHz necesarios deberá introducirse un sistema de compensación.

Existen varios medios de compensación. La solución más satisfactoria es la que combina la compensación por emisor y la compensación paralelo en el circuito de colector. En el amplificador que se describe, la compensación en el circuito de colector se obtiene mediante la bobina *L*, y la compensación en el emisor mediante el condensador *C4*. Con ello, el ancho de banda a −3 dB queda aumentado hasta unos 4,5 MHz, con una sobremodulación del 3 % en la respuesta a los transitorios.

Esencialmente, el procedimiento de compensación consiste en introducir un amortiguador que represente un compromiso entre la anchura de banda y la sobremodulación. Para valorar este compromiso se hace uso de la relación siguiente:

$$m = L/R_L{}^2C_L,$$

en la cual R_L es la resistencia de carga de colector y C_L la capacidad de carga (17 pF). En la fig. 4 se ha representado la relación m en función del tanto por ciento de aumento de anchura de banda, y en la fig. 5 puede verse la relación que existe entre m y el porcentaje de sobremodulación; del estudio de ambas curvas se deduce que para m=0,4 la anchura de banda aumentará un 70 % con un incremento de la sobremodulación de sólo un 3 %, valor totalmente admisible. Un valor adecuado de L será de 150 microhenrios para R_L=4,7 kilohmios y C_L= 17 pF.

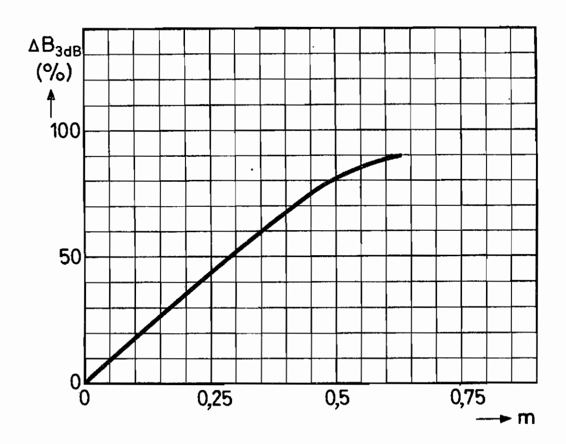


Fig. 4. Relación entre el aumento de la anchura de banda a −3 dB, ΔB_{3dB}, y la relación $m = L/R^2C$.

Polarización

En un amplificador de acoplo directo debe prestarse especial atención a la dependencia mutua de los diversos niveles de polarización. Se ha tratado ya de la polarización del emisor del transistor de salida; a continuación analizaremos el efecto de la polarización sobre las tensiones necesarias en otros puntos del circuito.

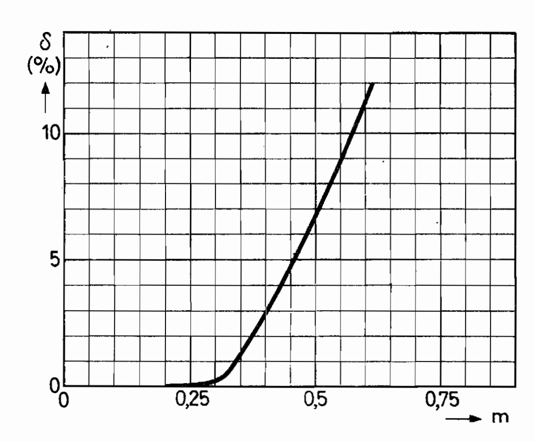


Fig. 5. Relación entre la sobremodulación, δ, y la relación $m = L/R^2C$.

La ganancia necesaria es de unas 30 veces; para bajas frecuencias puede considerarse igual a la relación existente entre las resistencias de colector y emisor. Con la finalidad de mantener la disipación dentro de los límites especificados, el resistor de carga del colector es de 4,7 kilohmios, de forma que la resistencia que debe tener la carga de emisor será de 4700/30 ≃ 150 ohmios, valor que se obtiene conectando en paralelo *R9* y *R10*.

Estos resistores también actúan como divisor de tensión, polarizando el transistor BF177 para trabajar en la región de codo de su característica en condiciones de ausencia de señal y máximo contraste, como se precisa para la excitación por cátodo del tubo de imagen con una señal modulada negativamente. Para obtener en el emisor una tensión de reposo de 2 voltios, con una tensión de alimentación de 11 V y con *R9*//*R10* aproximadamente igual a 150 ohmios, debe darse a *R9* y *R10* los valores 180 y 820 ohmios, respectivamente.

El control de contraste no debe alterar la respuesta de frecuencia de la etapa de salida. Considerando la capacidad de entrada del transistor BF177, R_C no debe pasar de unos 300 ohmios. Para obtener un control de contraste de relación 1:8, por ejemplo, la resistencia equivalente de *R7* y *R8* debe ser de 40 ohmios, aproximadamente.

Con el control automático de ganancia en acción, la tensión correspondiente al nivel de negro en el colector del transistor BF177 es de unos 70 V, y en la base es de 3,2 V, aproximadamente. Se consigue un nivel de negro constante para todas las posiciones del control de contraste aplicando la misma tensión al extremo inferior del potenciómetro *R6*. Con esta disposición, *R7* y *R8* deben valer 47 y 120 ohmios, respectivamente.

Cuando el transistor de la etapa precedente está bloqueado, la tensión V_E en su emisor llega a valer $R5/(R5+R6)$ veces V_A (fig. 3). La tensión de base para la cual queda cortado el transistor de salida (BF177) es de 2,7 V, y si debe poderse recortar el 50 % del impulso de sincronismo (0,4 V), la tensión de emisor del transistor precedente debe ser de 2,3 V al nivel máximo del impulso de sincronismo. Suponiendo una corriente mínima de 1 mA a través del transistor y dando al potenciómetro de control de contraste un valor de 300 ohmios, *R5* debe tener una resistencia de 470 ohmios.

La máxima corriente a través del transistor de la primera etapa es de 20 mA. Con una ganancia de corriente igual a 100, esto corresponde a una corriente de base de 0,2 mA. Si esta corriente circulase a través del resistor del detector *R1* de 2,7 kilohmios, se produciría una caída de tensión de 0,5 V, lo que introduciría una pronunciada distorsión de la señal de vídeo. Para evitarlo, la corriente de base del transistor de la primera etapa se toma de la línea de +85 V a través del resistor *R4* (390 kilohmios), de forma que, con un transistor típico en la primera etapa, no circule corriente de base a través de *R1*. Las tolerancias en la ganancia de corriente de este transistor pueden determinar cierta polarización residual del diodo detector, aunque esta polarización no dará lugar a distorsión apreciable.

Protección contra descargas internas

Para proteger el transistor de salida de las descargas que pudieran producirse en el tubo de imagen, se dispone un explosor con una tensión máxima de ruptura de 3000 V.

Este dispositivo se intercala entre el cátodo del tubo de imagen y masa, y el colector del transistor de salida se conecta al cátodo por medio de un resistor de 1,5 kilohmios. Este resistor debe soportar toda la energía de los picos de tensión de la descarga, por lo que su disipación deberá ser de 1 vatio.

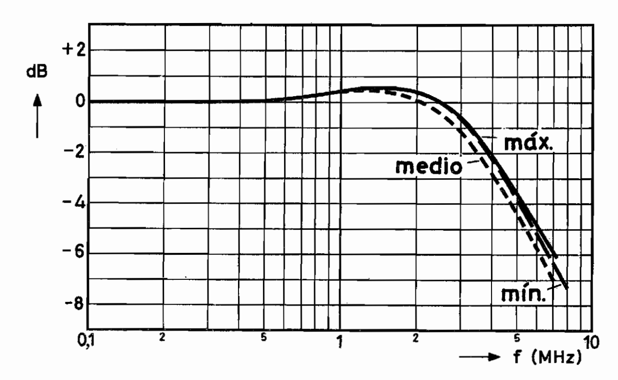


Fig. 6. Curvas de respuesta de frecuencia del amplificador de vídeo para tres posiciones del control de contraste

Acoplamiento de los circuitos de sincronización y CAG

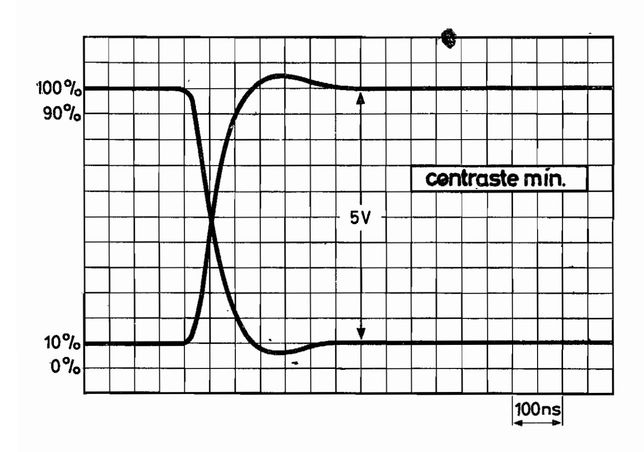
Las señales de sincronismo y CAG pueden obtenerse fácilmente en el seguidor de emisor. La impedancia de salida de esta etapa es baja y las señales no resultan afectadas por la acción del control de contraste. En el colector se dispone un resistor en cuyos extremos se obtendrán las señales citadas, con polaridad positiva. Si se utiliza un resistor de valor inferior al del emisor (teniendo en cuenta la red del control de contraste), puede mantenerse la baja impedancia de salida de la etapa.

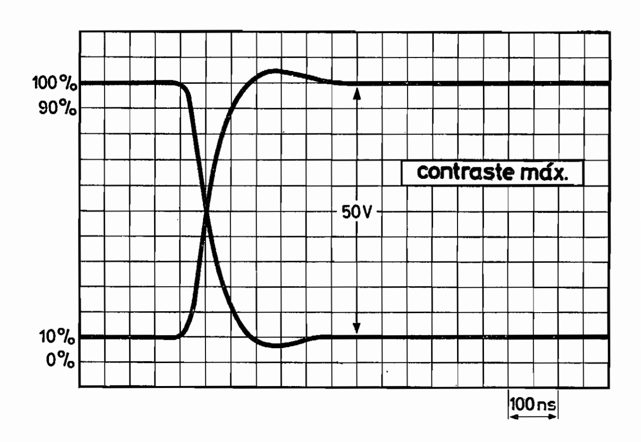
Resultados

Las medidas se llevan a cabo de la misma forma que en un receptor de televisión con pantalla grande.

Respuesta de frecuencia

Con la capacidad de carga del amplificador ajustada a 17 pF, se mide la respuesta de frecuencia entre 10 kHz y 10 MHz en las posiciones del potenciómetro





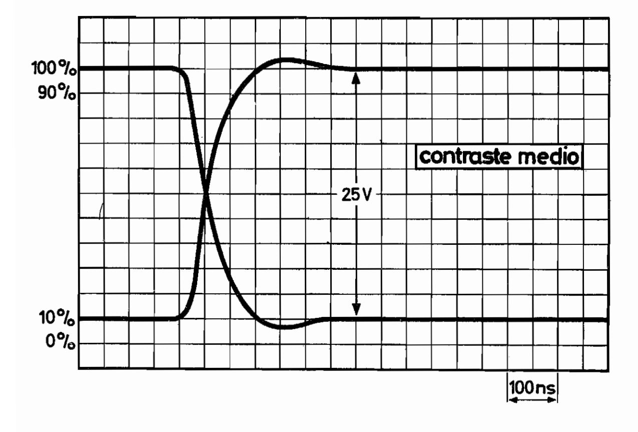


Fig. 7. Curvas de respuesta transitoria del amplificador para tres posiciones del control de contraste.

correspondientes a mínimo, medio y máximo contraste; los resultados obtenidos se han representado en la fig. 6. Puede comprobarse que, para cualquier posición de este control, el ancho de banda para −3 dB es superior al mínimo requerido de 4 MHz.

Respuesta transitoria

Con la capacidad de carga ajustada a 17 pF, se mide la respuesta para impulsos de entrada con un tiempo de subida y caída de 20 ns. Se obtienen las curvas de respuesta de la fig. 7.

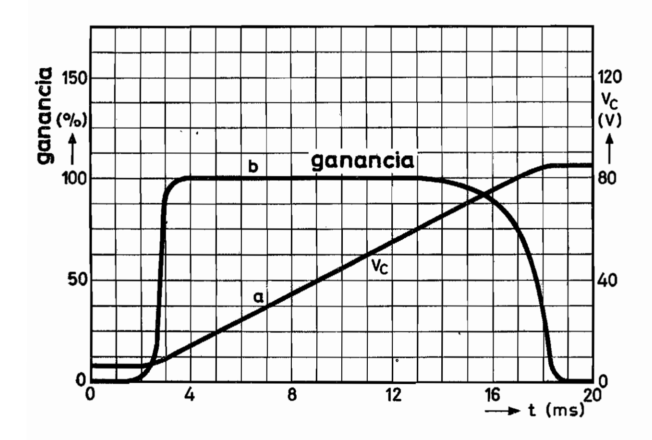


Fig. 8. Ganancia diferencial del amplificador de vídeo. La curva *a* muestra la excursión de la tensión de colector del transistor y la curva *b* la ganancia en los puntos correspondientes de la línea de carga

Para todas las posiciones del control de contraste, entre el 10 y el 90% de los tiempos de subida y caída del impulso de salida es de unos 80 ns, y la sobremodulación es del 5 % aproximadamente, sin sobreoscilación.

Linealidad

Utilizando el mismo proceso de medida que en el caso de un televisor con pantalla grande, se ha medido la variación de ganancia del amplificador para unas tensiones colector-emisor del transistor de salida comprendidas entre 7,5 y 85 V; (fig. 8). Entre 10 y 76 V la ganancia está dentro del 20 % de su valor máximo.

Resumen de las características principales

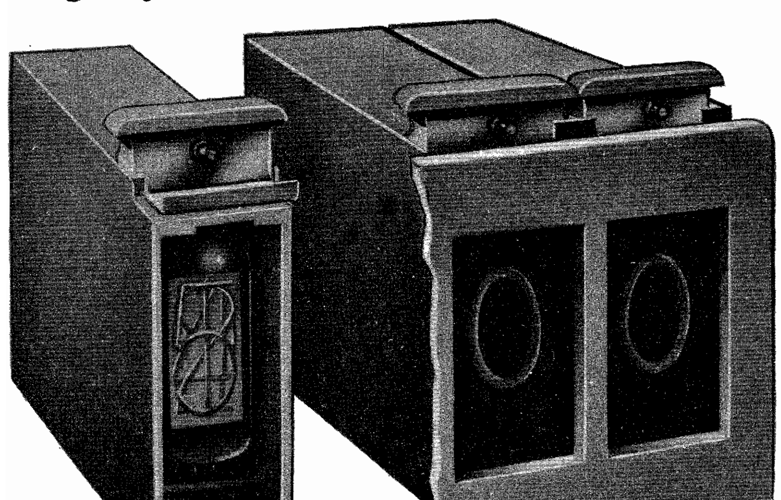
A continuación indicamos los valores correspondientes a las principales características del circuito:

ganancia	30
tensión de salida (negro a blanco)	50 V
ancho de banda a −3 dB	4,0 MHz
tiempo de subida	80 ns
sobremodulación	5 %
relación de control de contraste	1:10

módulos contadores
con indicación visual directa

- Con semiconductores de silicio, están diseñados para una máxima estabilidad bajo las condiciones más desfavorables, en aplicaciones industriales.
- Gran facilidad de montaje y de fijación
- Seguridad de funcionamiento





Cadencia de cuenta: 50 KHz

Temperatura de trabajo: -25 °C a 70 °C

Alimentación: Unidades lógicas: 24 V c.c. ±10%
Tubos indicadores: 250 V c.c. ±18%

Dimensiones:
Unidades con tubo indicador: 90 x 80 x 26 mm
Otras unidades: 65 x 57 x 13 mm

Todas las carátulas tienen la misma altura, dependiendo su longitud del numero de unidades empleadas.

SERIE 50

NIC50* Contador unidireccional de una década, con tubo indicador incorporado.
RIC50* Contador bidireccional de una década, con tubo indicador incorporado.
MID50* Memoria de registro con tubo indicador incorporado. Acepta la información decimal del NIC50 y RIC50, así como información binaria.
PSR50 Conformador de impulsos y puesta a cero.
3NOR50 } Funciones NOR para circuitos lógicos secuenciales.
4NOR51 } Pueden utilizarse para realizar memorias en c.c.
LDR50 Amplificador de salida, 300 mA, 30 V. etc.

Otras unidades especiales.

*** Incluyen excitacion y visualizacion del punto decimal.**

RELOJ ELECTRÓNICO

con módulos contadores

de la serie 50

Como aplicación de gran interés y de carácter eminentemente útil y práctico, se describe a continuación el circuito de un reloj electrónico con indicación numérica visual y provisto de predeterminación.

Contador

El contador inherente a un reloj presenta ciertas particularidades dignas de mención.

Un circuito contador para un reloj que deba indicar horas y minutos según el sistema europeo (1) (día de 24 horas, o sea, 23 horas y 59 minutos más un minuto) consta esencialmente de dos contadores, uno de módulo 60 y otro de módulo 24, dispuestos en cascada. Por tanto, la puesta a cero no será total, sino parcial y correspondiente a cada contador.

En el reloj que se describe, los contadores están realizados mediante unidades NIC50. Obsérvese como la primera unidad NIC50 funciona como contador decimal, mientras que la segunda lo hace como contador de módulo 6; en conjunto, pues, realizan las funciones de un divisor por sesenta, de modo que en Q_6 del segundo NIC50 se recogen impulsos a razón de uno por hora.

La primera unidad NIC50 del segundo contador funciona también como decimal unas veces (desde las 00 horas hasta las 19 horas 59 minutos) y como contador de módulo 4 otras (desde las 20 horas hasta las 23 horas 59 minutos más un minuto). Por fin, la última década NIC50 funciona como contador de módulo 3 incompleto (puesto que antes de llegar al estado 3 vuelve al estado cero).

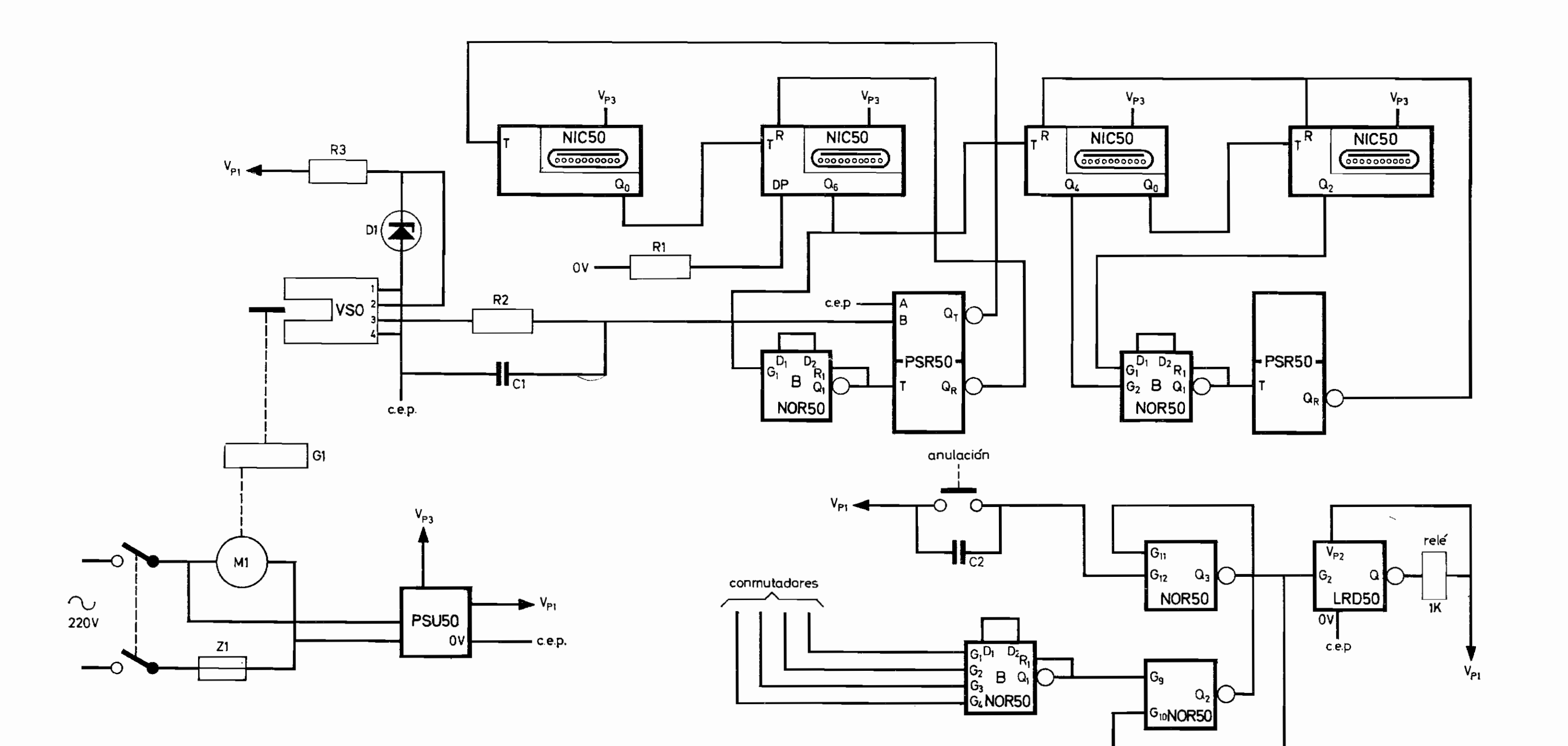
Entradas

La entrada del segundo contador se obtiene del terminal Q_6 de la década correspondiente a las decenas de minutos. En efecto, cada sesenta minutos es preciso contabilizar una hora más.

La entrada al primer contador proviene del generador de tiempo, que aunque podría ser un oscilador pilotado por cristal seguido de una cadena divisora de frecuencia, como se hace en los casos en que se exige una mayor precisión, en el circuito que estamos describiendo está constituido por un motor síncrono AU 5005/22 que, a través de una caja de reducción AU 5300/80AA, nos proporciona una velocidad de una revolución por minuto. Si al eje de salida se acopla una banderita metálica adecuada, con ayuda del transductor VSO obtendremos un impulso cada minuto, el cual a través de la unidad PSR50 correspondiente, nos permitirá pilotar el contador del reloj.

---

(1). El sistema americano cuenta hasta las 11 horas y 59 minutos más un minuto dos veces por día. La primera vez (medianoche a mediodía) añade las siglas a.m., mientras que la segunda vez (mediodía a medianoche) añade las siglas p.m.



Reloj electrónico con elementos de la Serie 50

Lista de componentes

Resistores

R_1 — 1 K$\Omega \pm 5\%$; 0,5 W
R_2 — 3,9 K$\Omega \pm 5\%$; 0,5 W
R_3 — 560 $\Omega \pm 5\%$; 0,5 W

Condensadores

C_1 — 100 nF ; 125 V
C_2 — 18 nF ; 125 V

Varios

D_1 — Diodo Zener BZY 95 — C12
Z_1 — Fusible 500 mA
Relé - Bobina : 24 V, 1 kΩ ; contactos según necesidades
M_1 — Motor síncrono AU 5005/22 con reductor AU 5300/80 AA

Puesta a cero

Como se ha dicho anteriormente, cada contador necesita su propia puesta a cero.

Para el contador de los minutos la puesta a cero deberá de producirse a los 59 + 1; para ello la salida Q_6 del contador de las decenas de minuto se lleva como entrada a un NOR de adaptación. La salida del NOR excita la entrada *T* del PSR50, cuya salida Q_R está unida al terminal *R* de la década de las decenas de minuto, ya que la correspondiente a las unidades volverá a cero por sí sola. De este modo, al producirse el minuto sesenta, la indicación en los minutos será 00 al propio tiempo que se enviará un impulso al contador horario.

La puesta a cero del contador horario es algo más compleja que en el caso anterior. En este caso depende de dos cifras, que son las correspondientes al número 24, cuyas salidas se llevan al NOR de adaptación para poner a cero el contador horario a través de la parte correspondiente de una unidad PSR50. De este modo, al llegar a las veinticuatro horas, o mejor a las a las 23 horas 59 minutos más un minuto, el contador horario pasa a cero indicando 00, y como sea que en este mismo momento el contador de los minutos contabiliza 59 + 1 minutos, pasa también a cero, por lo que la hora indicada será las 00 horas 00 minutos, como corresponde a la medianoche.

Predeterminación

Quizá parezca algo absurdo dotar de predeterminación a un contador horario. No lo es, en efecto, si se piensa en las posibilidades de mando de otros aparatos (cafeteras, receptores, calefacciones...), o bien en el posible uso como despertador o reloj de alarma.

La predeterminación es clásica, con los correspondientes conmutadores SU50, el NOR de adaptación, el circuito memoria, y la unidad de salida LRD 50.

Parece innecesario el uso del circuito memoria, pero de ese modo puede prolongarse la señal de salida todo el tiempo que sea necesario, anulándola a voluntad mediante el pulsador correspondiente. Si este pulsador no realizara su cometido, atrásese un minuto la predeterminación y oprímase de nuevo el pulsador.

La unidad LRD50 alimenta un relé sensible que consume poca corriente, por lo que es posible alimentarlo directamente a partir de V_{p1}.

Alimentación

Todo el conjunto del reloj se alimenta a partir de la red de 220 voltios. Los circuitos que incluyen unidades de la serie 50, así como el VSO, se alimentan mediante una unidad de alimentación PSU50.

Punto decimal

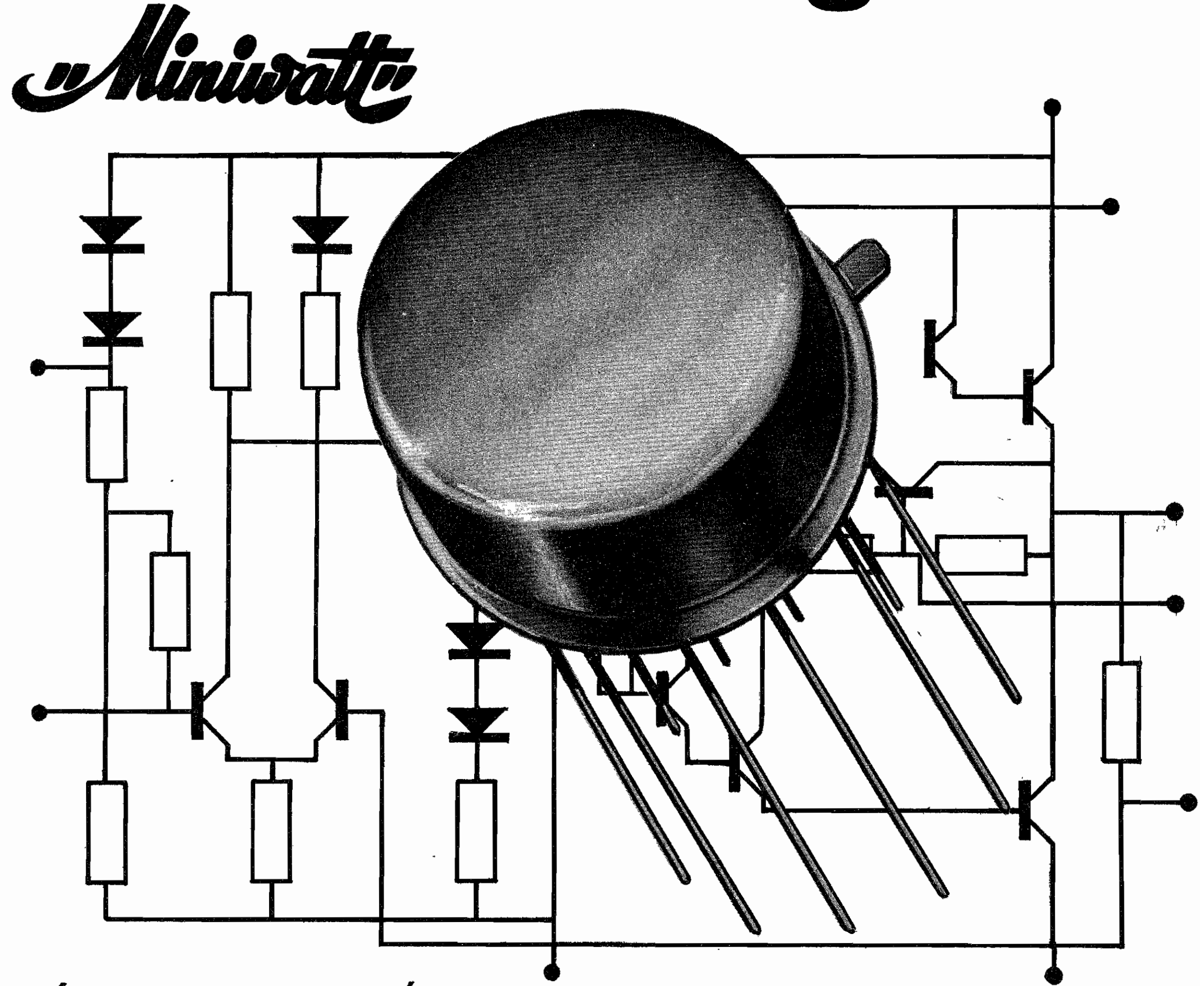
A la izquierda de la cifra de las decenas de minuto es preciso encender permanentemente un punto decimal. Para ello se ha conectado el terminal DP de la década correspondiente a 0 V a través de una resistencia de 1.000 ohmios.

Conclusión

Junto con las unidades ya mencionadas, serán necesarias una carátula tipo FIC-4 y otra del tipo FMF-4, además de los accesorios relativos a la serie 50 (tiras de fijación para unidades auxiliares, caja o panel, material mecánico etc.).

Es obvio que puede dotarse al reloj de hasta seis programas de predeterminación para, de ese modo, controlar un mayor número de dispositivos (timbres de entrada y salida, calefacción, etc.).

circuitos integrados



LA MÁS MODERNA TÉCNICA AL SERVICIO DE LA INDUSTRIA

TAA263	Amplificador de bajo nivel para aplicaciones generales.
TAA293	Amplificador de baja frecuencia de aplicación general.
TAA300	Amplificador de baja frecuencia (salida 1 vatio para 8 ohmios).
TAA310	Preamplificador de audio para magnetófonos.
TAA320	Preamplificador de audio con elevada impedancia de entrada.
TAA350	Amplificador de F. I. para señales de F. M.
TAA450	Amplificador de F. I. para señales de F. M.
TAA500	Amplificador de baja frecuencia para micrófonos piezoeléctricos.

INTERCOMUNICADOR A TRAVÉS DE LA RED

En el presente artículo se describe un económico intercomunicador. Tanto la unidad principal como la secundaria son móviles y no han de estar situadas siempre en el mismo sitio puesto que no están unidas por ningún cable. En los intercomunicadores alimentados por la red, existe la posibilidad de utilizar ésta para el «transporte» de señales. Con la aplicación de este método basta conectar los aparatos a los enchufes de la instalación de alumbrado para obtener la comunicación deseada. Si la instalación está alimentada por un sistema bi o trifásico, los enchufes a los que están conectados emisor y receptor deben pertenecer a las mismas fases, ya que, en caso contrario, no se conseguiría la unión eléctrica entre ambos.

En el sistema presentado se utiliza una portadora modulada de 80 kHz, la cual se introduce y extrae de la red por medio de pequeños condensadores de separación.

Este método no permite cubrir largas distancias de comunicación, debido a la elevada capacidad y baja resistencia de la red: la portadora se atenúa fuertemente. En la práctica se observa que la señal es suficientemente intensa dentro de la casa y que prácticamente no sale fuera del contador de entrada.

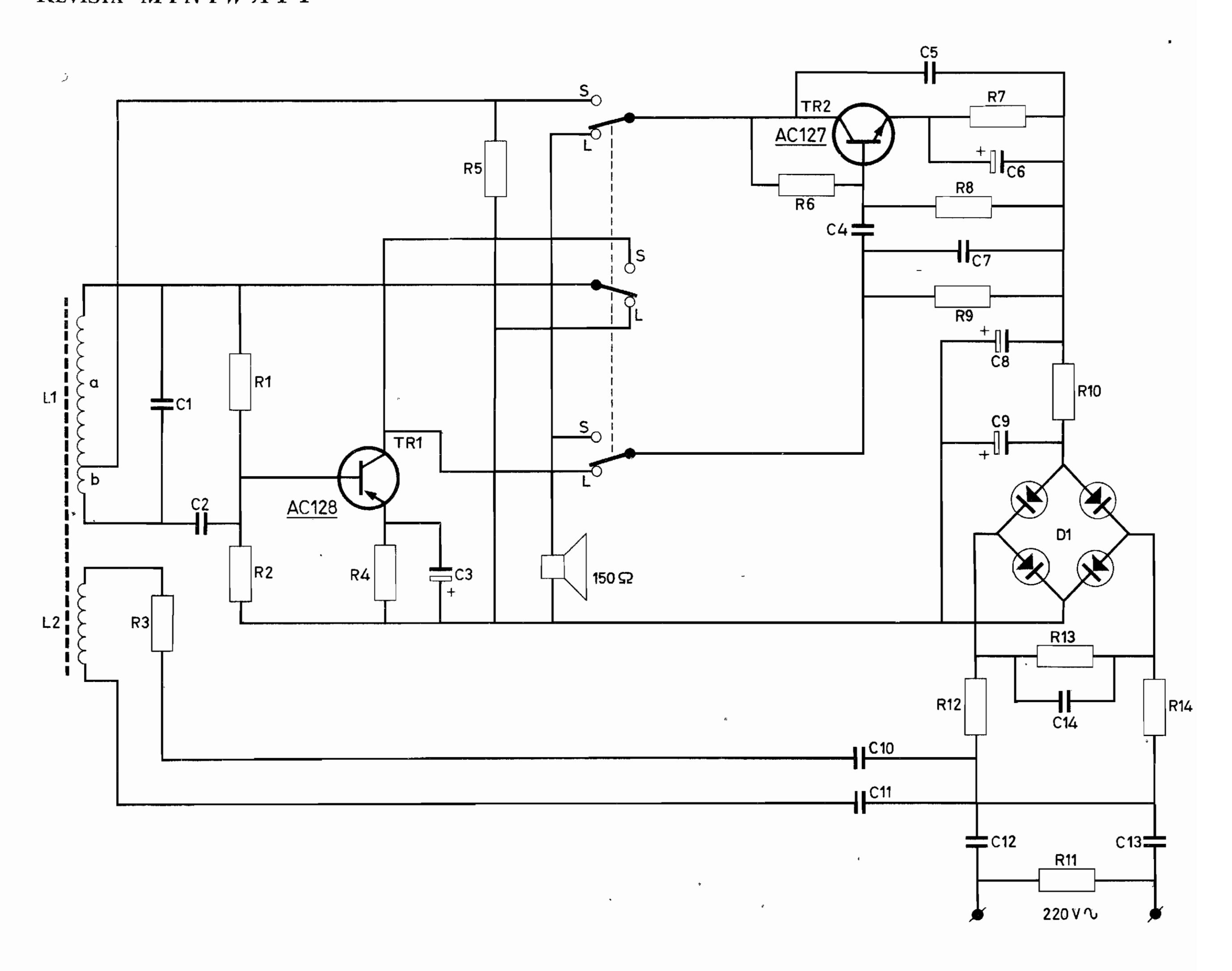
Los aparatos electrodomésticos conectados a la red determinarán cierto «ruido de fondo», o zumbido, pero en general no llegará a constituir una molestia. No se recomienda el empleo de este sistema en fábricas u oficinas, donde el nivel de ruido de interferencia resultaría excesivamente elevado.

Principio de funcionamiento

Cada unidad está provista de un conmutador de tres circuitos y dos posiciones, una de las cuales se utiliza para hablar y la otra para escuchar. Este conmutador debe volver automáticamente a la posición de «escucha» al dejar de ser accionado.

El primer transistor *(TR1)* está conectado como detector, y el segundo *(TR2)* se utiliza como amplificador de potencia. El primero no conduce mientras su base esté conectada, por medio del resistor *R2*, al terminal positivo del puente rectificador *D1*. Las señales de interferencia no pueden llegar al altavoz salvo en el caso de algún impulso aislado de excepcional intensidad. Sin embargo, una portadora modulada de entrada se detecta en el diodo base-emisor de *TR1;* la corriente de base resultante hace que este transistor pase a conducir, con lo cual la señal moduladora puede llegar al transistor *TR2*. Con el conmutador en la posición de «escucha», la corriente total absorbida por el circuito es de 10 mA para una tensión de alimentación de 12 V.

El circuito de entrada para la portadora modulada comprende los condensadores *C10* y *C11*, el resistor *R3*, la bobina de acoplamiento *L2* y el circuito *L1-C1*, sintonizado a 80 kHz. Las bobinas *L1* y *L2* deben poderse desplazar a lo largo de la varilla de ferroxcube para obtener la sensibilidad máxima.



Lista de material:

Condensadores

C1	15	nF	cerámico
C2	3,9	nF	cerámico
C3	10	μF/ 16 V	electrolítico
C4	0,47	μF/100 V	poliéster
C5	0,1	μF/100 V	poliéster
C6	10	μF/ 16 V	electrolítico
C7	0,1	μF/100 V	poliéster
C8	250	μF/ 40 V	electrolítico
C9	250	μF/ 40 V	electrolítico
C10	0,1	μF/400 V	poliéster
C11	0,1	μF/400 V	poliéster
C12	1	μF/400 V	poliéster
C13	1	μF/400 V	poliéster
C14	0,1	μF/100 V	poliéster

Resistores

R1	47	KΩ	
R2	10	KΩ	
R3	10	Ω	
R4	470	Ω	
R5	1	KΩ	
R6	33	KΩ	
R7	39	Ω	
R8	4,7	KΩ	
R9	2,2	Ω	
R10	100	Ω	
R11	0,1	MΩ;	1 W
R12	220	Ω;	1 W
R13	1	KΩ;	1 W
R14	220	Ω;	1 W

Todos los resistores son de carbón 1/8 W, salvo indicación en contra.

Transistores y diodos

TR1	AC128
TR2	AC127; con aleta refrigeradora
D1	puente réctificador de onda completa BY122

Otros componentes

Altavoz	150 ohmios
Varilla de antena de Ferroxcube	diámetro 10 mm; longitud 140 mm
S-L	Pulsador conmutador de dos posiciones y tres circuitos

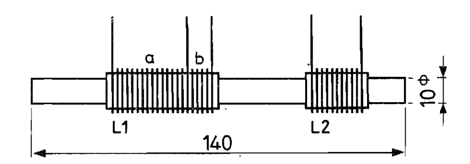
Los datos para la construcción de las bobinas

L1 y *L2* son los siguientes:

L1 = 49 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,4 mm, con derivación a 9 espiras (a = 40 espiras, b = 9 espiras).

L2 = 22 espiras de la misma clase de hilo.

Estas bobinas pueden devanarse sobre cilindros de cartón, baquelita o material similar: la longitud mínima debe ser de 25 mm para *L1* y de 15 mm para *L2*. El diámetro interior debe ser algo mayor que 10 mm, para poder deslizarse en la varilla de ferroxcube.



Con el conmutador en la posición de «habla», el primer transistor queda conectado como oscilador y el segundo como amplificador microfónico (el altavoz se utiliza ahora como micrófono). Ambos transistores están conectados en serie, de modo que cualquier variación de la corriente a través de *TR2* determina la correspondiente variación de amplitud de la portadora, con lo cual se produce la modulación de esta portadora por parte de la señal procedente del micrófono. La portadora modulada pasa después a *L2*, de donde es inyectada a la red por medio de *R3*, *C10-C11* y *C12-C13*. Los resistores *R12* y *R14* cierran el paso de la onda portadora al puente rectificador.

La corriente total con el conmutador en la posición de «habla» es de unos 8 mA para una tensión de 15 V.

El circuito de alimentación está formado por:

a) un divisor de tensión *(C12, C13, R12, R13* y *R14)* que reduce la tensión de la red a 15 V c.a. (en condiciones de carga). Los condensadores *C12* y *C13* proporcionan la caída de tensión requerida sin desprendimiento de calor, es decir, sin pérdidas.

b) un rectificador puente de onda completa del tipo BY122 que, con los condensadores de filtro *C8* y *C9*, proporciona la corriente continua necesaria.

Observaciones sobre algunos componentes

Deben hacerse las siguientes observaciones sobre algunos de los componentes:

Varilla de antena: es conveniente que todos los equipos integrantes del sistema de intercomunicación (pueden ser dos o más) utilicen idéntica varilla de antena; de preferencia se empleará varilla de ferroxcube de grado 4B1.

Altavoz: la impedancia debe ser de 150 ohmios, por lo que no se precisa transformador de salida. El acoplamiento con el amplificador microfónico se efectúa por medio de un condensador relativamente pequeño (0,47 microfaradios), lo que atenúa las frecuencias bajas, mejorando así la claridad de las señales; por la misma razón el condensador de acoplamiento es también relativamente pequeño (10 microfaradios).

C5 y *C7:* impiden que las señales de 80 kHz pasen al circuito de baja frecuencia.

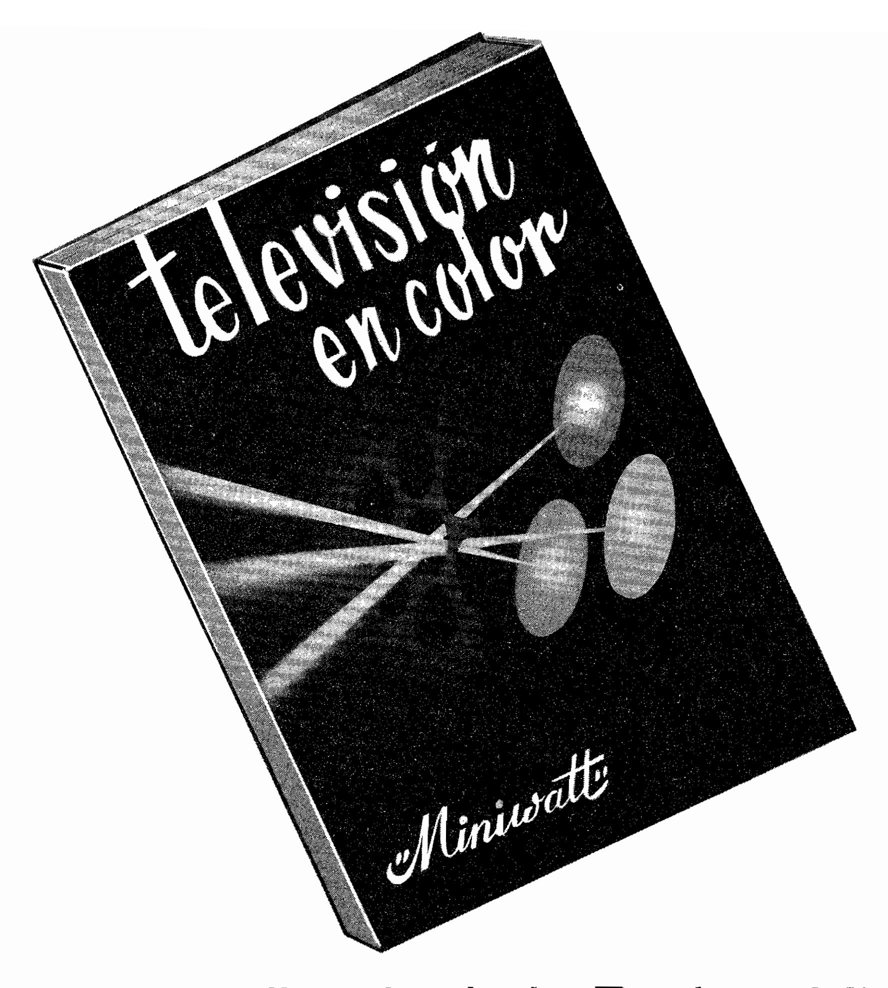
C14: sirve para eliminar el zumbido de baja frecuencia producido por la red.

R3: amortigua el circuito resonante formado por *L2* y las capacidades asociadas, e impide así que el oscilador genere frecuencias distintas de la deseada.

R4 y *R7:* proporcionan la adecuada estabilización de temperatura.

R11: constituye una vía para la carga residual de los condensadores *C12* y *C13*, permitiendo la descarga de éstos una vez desconectada la tensión de la red.

Puesto que el aparato está conectado directamente a la red, el usuario podría recibir descargas eléctricas. Para evitarlo, deben emplearse cajas de plástico o madera, forradas con material que evite la producción de resonancias acústicas.



Número extraordinario de la Revista Miniwatt dedicado a la televisión en color

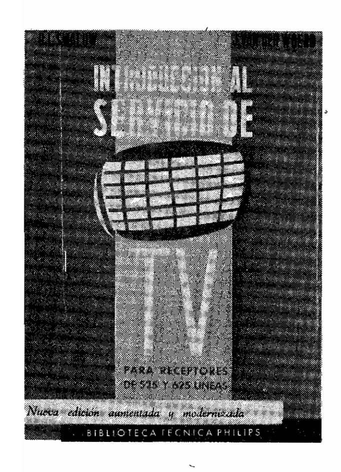
Un volumen de 128 páginas, profusamente ilustradas con figuras a cuatro colores. Tamaño y presentación igual al de la Revista Miniwatt.

Es un moderno y completo estudio sobre la colorimetría, los sistemas de televisión en color y los circuitos del receptor de televisión en color, con detallada descripción de circuitos prácticos para los sistemas SECAM y PAL.

Precio del ejemplar: 125 pesetas

Precio especial a suscriptores de la Revista Miniwatt: 90 ptas.

LIBROS



INTRODUCCIÓN AL SERVICIO DE TV, por H. L. Swaluw y J. van der Woerd. 5.ª edición. Un volumen de 328 págs. (16 × 22 cm). Biblioteca Técnica Philips. Paraninfo. Madrid, 1967.

La televisión ha realizado grandes progresos en los últimos años: se han establecido estaciones transmisoras en un número cada vez mayor de países de todo el mundo y los intercambios de programas internacionales son una de las muchas posibilidades que el uso de la televisión ofrece. De un modo paralelo, la cantidad de receptores aumenta año tras año, y su reparación constituye un nuevo e interesante campo para el técnico.

Este libro ha sido escrito especialmente para aquellos radiotécnicos que, teniendo un sólido conocimiento de los fundamentos de los circuitos y experiencia práctica, quieran prepararse para estar en condiciones de llevar a cabo reparaciones en los receptores de televisión. Las materias se presentan de tal forma que la mayoría de los radiotécnicos no encontrarán dificultad alguna en seguir los razonamientos y explicaciones, y adquirirán rápidamente la soltura necesaria para ajustar los mandos interiores y exteriores de los receptores de televisión, hacer los ajustes y efectuar reparaciones sencillas. Como las averías sencillas ascienden a más del cincuenta por ciento del total de las que se producen en dichos receptores, un radiotécnico preparado podrá realizar estas reparaciones con ayuda de una cantidad limitada de aparatos de medida en el propio domicilio del cliente. Esta última cuestión es de gran importancia, puesto que el transporte de los receptores de televisión, además de suponer tiempo y dinero, aumenta el riesgo de avería y la posibilidad de desajuste de los circuitos.

Toda la descripción está basada en un televisor típico. Además se incluye una lista detallada de instrumentos de medida modernos, juntamente con la explicación completa de su empleo.

Siguen capítulos detallados referentes a la localización de averías en receptores defectuosos. Las ilustraciones de la última parte comprenden una serie de fotografías de la pantalla, tal como aparece en los receptores averiados o mal ajustados; cada una de estas averías típicas se representa, primero, con la imagen de prueba de la emisora y, a continuación, con el generador de señales patrón, y se acompaña una descripción detallada de sus causas y del modo de corregirla.



CURSO BÁSICO DE ELECTRICIDAD Y TELEFONÍA, por Luis Blanco. Un volumen de 116 págs. (17 × 23 cm). Ediciones Cedel. Barcelona, 1968.

Este manual ha sido preparado con el deseo de que resulte de utilidad a los numerosos estudiantes de Electricidad y Telefonía. En él se hallan los conocimientos elementales de Electricidad, expuestos con la mayor sencillez y claridad, de forma que el lector no necesite conocimientos matemáticos profundos.

También se ha dado al texto un carácter práctico, y toda la teoría en él expuesta va acompañada siempre de los correspondientes ejercicios con sus soluciones.

Para dar idea de su contenido, damos a continuación el título de los doce capítulos de que consta:

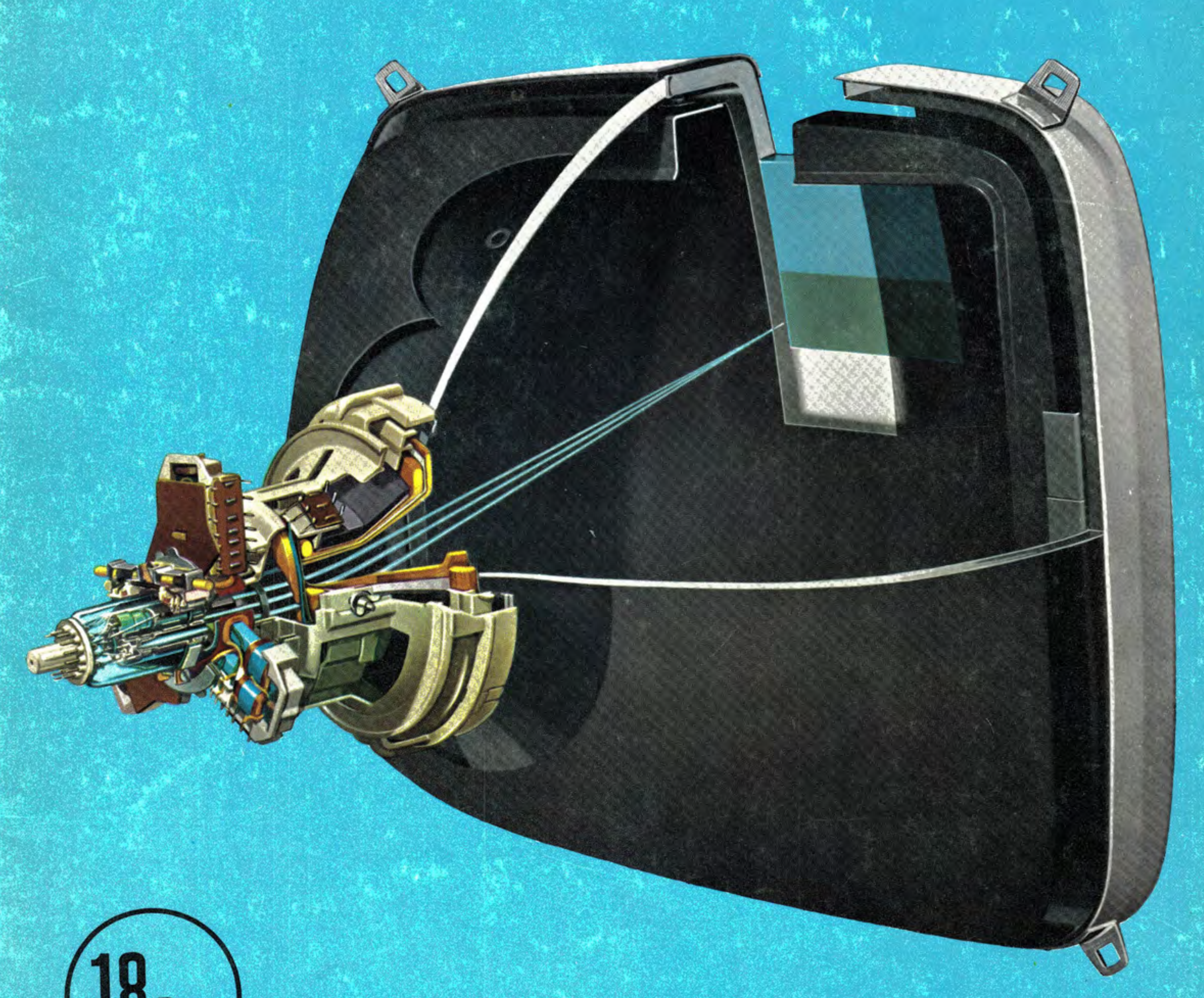
1. Fundamentos básicos,
2. Resistencia eléctrica,
3. Pilas y baterías eléctricas,
4. Circuitos eléctricos,
5. Aplicaciones de la potencia eléctrica,
6. Electrostática,
7. Electromagnetismo,
8. Aplicaciones del electromagnetismo,
9. Corrientes alternas,
10. Filtros y transformadores,
11. Instrumentos de medida,
12. Telefonía.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A

REVISTA MINIWATT - Copresa

BALMES, 22 - ***BARCELONA - 7***

REVISTA "Miniwatt"



18 Pts.

Vol. 8 - Núm. 3

SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES (UNIDADES S.I.)

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián (radiante)	rad	
Angulo sólido	estereorradián (estereorradiante)	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	s^{-1}
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo, por segundo		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo, por segundo		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg{\cdot}m/s^2$
Presión (tensión mecánica)	newton por metro cuadrado		N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	newton·segundo por metro cuadrado		$N{\cdot}s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Capacidad eléctrica	faradio	F	A·s/V
Flujo magnético	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	V·s/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminación	lux	lx	lm/m^2

MULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
tera	T	10^{12}
giga	G	10^9
mega	M	10^6
kilo	k	10^3
hecto	h	10^2
deca	da	10

SUBMULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

REVISTA *Miniwatt*

Revista técnica bimestral dedicada a la Radio, Televisión, Telecomunicaciones, Amplificación, Industria y demás aplicaciones de la Electrónica

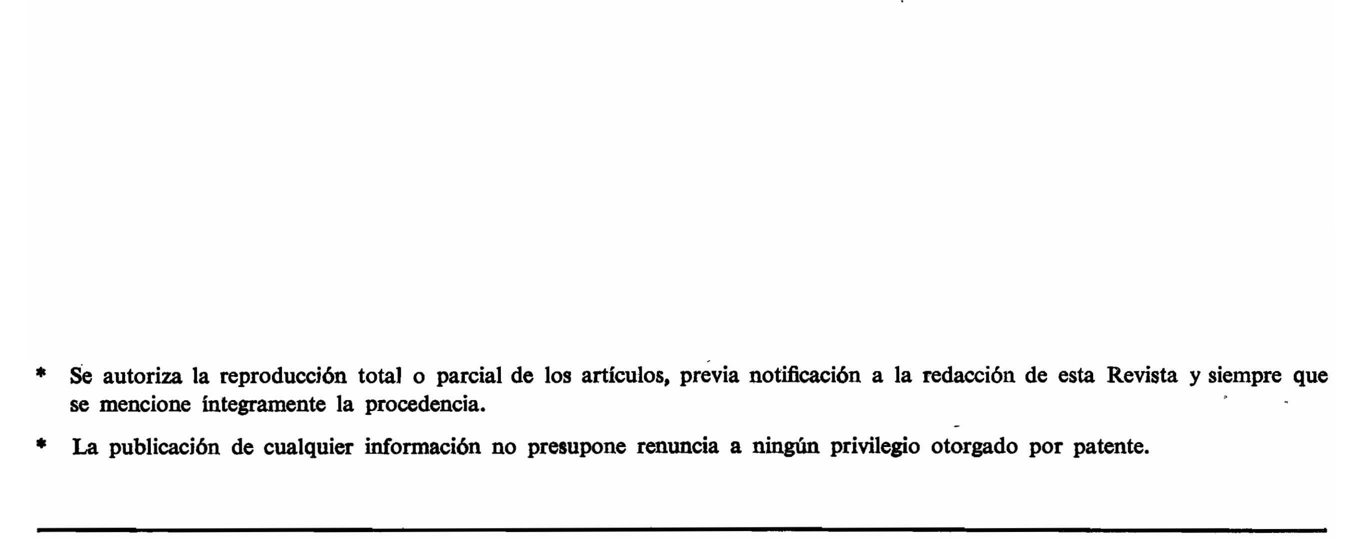
DIRECCIÓN: LUIS ROIZ NORIEGA
Doctor Ingeniero de Telecomunicación

REDACCIÓN: JUAN GARRIGA PUJOL
Licenciado en Ciencias

EDITADA POR:
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA" S. A.
Balmes, 22 - BARCELONA - 7

Precio del ejemplar: 18 pesetas
Suscripción anual: 100 pesetas

MAYO 1969
Vol. 8, Núm. 3



Depósito legal: B. 18.387-1961 GRAFESA - Nápoles, 249 — Barcelona

AMPLIFICADOR DE 33 W PARA AUDIOFRECUENCIA

Mediante transistores NPN de silicio y de potencia para audiofrecuencia es posible construir amplificadores de audio de elevada potencia de salida (unos 30 W con señal senoidal). El amplificador que se describe utiliza en la etapa excitadora el par complementario de transistores BFY 50 (NPN) y 2N2904A (PNP), y en la de salida transistores BDY 20 (2N3055).

Descripción del circuito

La figura 1 muestra el circuito del amplificador. El transistor *TR6* (BDY 20), al igual que el transistor BFY 50 que le precede, funciona con montaje colector común. Estos transistores juntos forman un paso amplificador Darlington. El otro transistor BDY 20 funciona con montaje emisor común y se excita mediante el transistor 2N2904A, el cual funciona también con montaje emisor común.

El transistor *TR2* (BC 148) realiza la estabilización de la corriente de reposo frente a variaciones de la tensión de alimentación y de la temperatura. Al elevarse la temperatura, aumenta la corriente de colector de *TR2*, puesto que se mantiene constante la tensión base-emisor. Por tanto, disminuye la caída de tensión en *TR2* (tensión colector-emisor), con lo que se obtiene un control de la corriente de reposo de la etapa de potencia frente a variaciones de la temperatura. Si varía la tensión de alimentación, varía también la corriente que circula por *R22* (corriente de base de *TR2)*, con lo que se influye también en la corriente de colector de *TR2*.

La corriente de reposo es de 40 mA en la etapa de potencia y de 5 mA en el inversor de fase. Con estos valores se reduce al mínimo la distorsión. La combinación *R19-C7* elimina la tendencia del amplificador a oscilar para frecuencias elevadas.

La realimentación total se realiza mediante la red *R20*, *R21*, *C9* y *R6*. Con el fin de hacer lo mayor posible la realimentación total, es preciso reducir al mínimo la realimentación introducida en la etapa de entrada por *R5*. La combinación *R21-C9* introduce una fuerte realimentación a frecuencias elevadas (más allá de 20 kHz), la cual debe evitar un aumento de la corriente que circula por *TR6* y *TR7* a esas frecuencias. Sobre el resistor *R6* se aplica una realimentación de c.c. para obtener una estabilización de la tensión del punto medio del amplificador.

La tensión de alimentación se obtiene de una fuente no estabilizada.

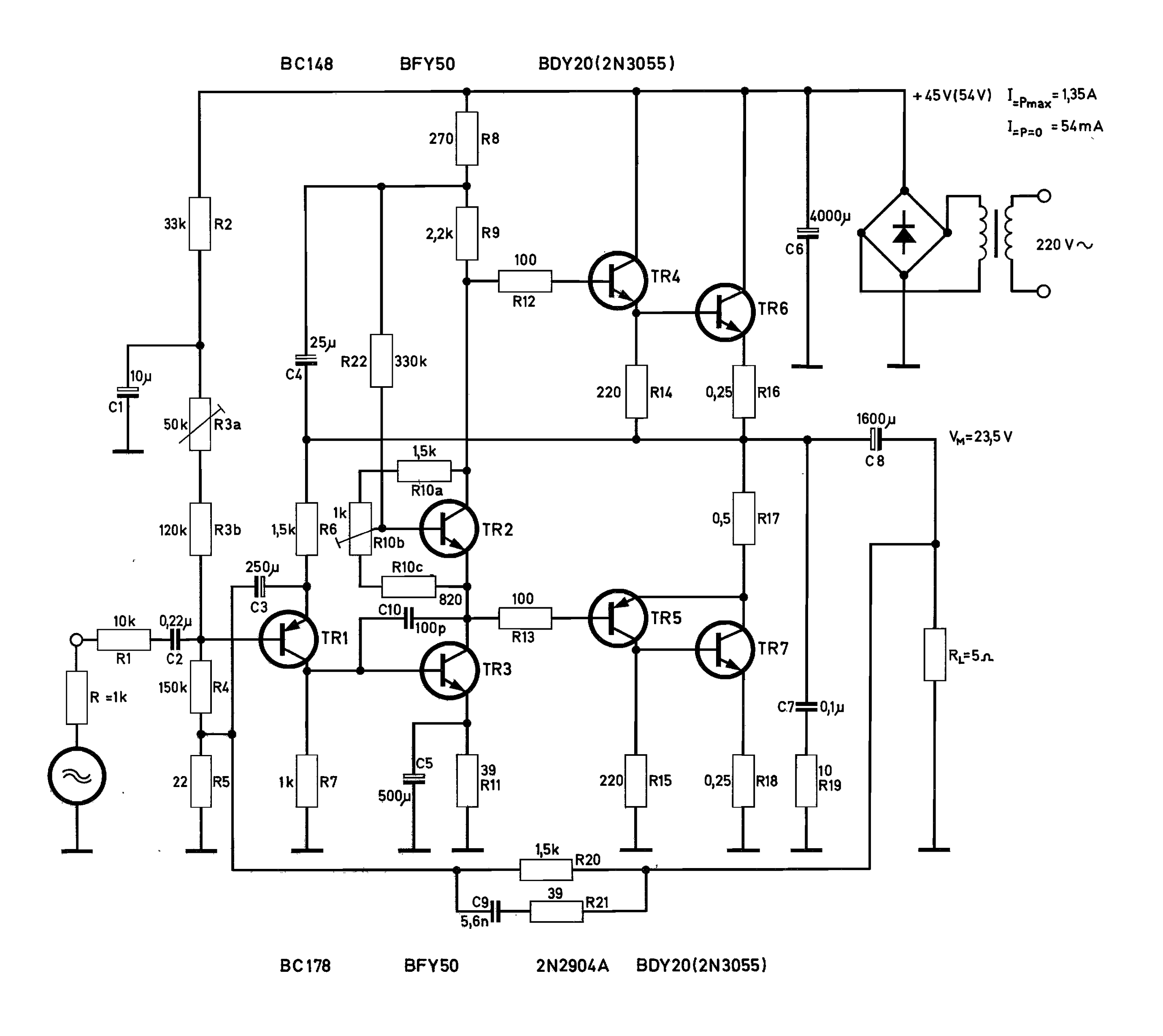


Fig. 1. Circuito del amplificador de audio de 33 vatios

Diseño del amplificador

Tensión de alimentación

Puesto que la tensión de alimentación se obtiene de una fuente no estabilizada, ha de procurarse no sobrepasar la tensión colector-emisor V_{CEO} máxima permitida. Esta tensión es de 60 V para los transistores utilizados, de modo que si se considera una sobretensión del 10 %, resulta permisible una tensión de alimentación en vacío de 54 V.

Corriente de pico de la etapa de potencia

Supongamos que a plena potencia la tensión de alimentación cae en un 15 %, o sea, que es de 45 V. De acuerdo con este valor la potencia máxima disipada en la resistencia de carga será de 33,8 W.

Conociendo la potencia se puede determinar con mucha aproximación la corriente de pico que circula por los transistores *TR6* y *TR7*. Esta corriente es igual a 3,7 A.

Resistores R14, R15, R16 y R18

Mediante los resistores *R14* y *R15* se logra una disminución de la distorsión de la entrada de la etapa excitadora complementaria. Para el cálculo de estos resistores se parte de las corrientes de reposo de los transistores *TR6* y *TR7* y de *TR4* y *TR5*.

Para los transistores finales *(TR6* y *TR7)* se fija un valor de la corriente de reposo del colector de 40 mA, mientras que para *TR4* y *TR5* esta corriente es de 5 mA. La corriente de reposo de base de los transistores de salida se obtiene a partir del valor mínimo de la ganancia de corriente, en este caso 20, lo que da una corriente de 2 mA. Teniendo en cuenta estos datos se obtienen los siguientes valores para *R14* y *R15:*

$$R14 = 216 \text{ ohmios}$$
$$R15 = 216 \text{ ohmios}$$

Se toman los valores normalizados más próximos (220 ohmios).

Con el fin de mejorar la estabilidad térmica, se han dispuesto los resistores *R16* y *R18* en los emisores de los transistores finales. El valor de estos resistores es de 0,25 ohmios. Al mismo tiempo, mediante estos resistores se obtiene una realimentación de la etapa final, con lo que ésta funciona de modo más lineal dentro del margen de frecuencia estipulado.

Resistores R17, R12 y R13

Mediante *R17* se obtiene una carga simétrica para el transistor *TR3*. El valor de este resistor es de 0,51 ohmios.

Los resistores *R12* y *R13* sirven para limitar la corriente de base de los transistores *TR4* y *TR5*.

Tensión del punto central V_M

La tensión del punto central con alimentación a tensión nominal y carga máxima es de 23,5 voltios.

Resistores R8 y R9

La corriente alterna de colector de *TR3* se une a la corriente de base de *TR4* y *TR5* y también a la corriente que circula por *R9*. El valor de pico de la corriente de base de *TR4* debe ser de 6,2 mA para las mínimas ganancias de corriente de *TR4* y *TR6* (que son de 20 y 30, respectivamente). La corriente continua de colector de *TR3* es de 8,0 mA, con lo que resulta *R8* + *R9* = 2.500 ohmios.

Puesto que *R8* queda en paralelo con la resistencia de carga para la corriente alterna, es preciso que dicho resistor sea lo mayor posible en comparación con la resistencia de carga. Para *R8* se ha previsto el valor de 270 ohmios y, por tanto, se toma un resistor de 2,2 kilohmios para *R9*. La corriente de pico que circula por *R9* es de 1,35 mA.

Disipación de potencia

El transistor *TR3* funciona en clase A, es decir, presenta la máxima disipación cuando funciona en vacío. Esta vale 190 mW.

Para el transistor BFY 50 está permitida una disipación de 700 mW en aire libre (sin refrigeración adicional). Por tanto, este transistor no precisa de ningún refrigerador.

La disipación del transistor *TR4* es de 445 mW y para el transistor *TR5* se tiene una disipación de 490 mW.

Para una sobretensión del 10 % se obtienen 540 mW para *TR4* y 590 mW para *TR5*. Para ambos transistores se emplean refrigeradores a fin de reducir al mínimo las variaciones de la corriente de reposo debidas a calentamiento. Con ello se reduce también la distorsión en la entrada de la etapa de salida.

Para los transistores de salida se tienen las siguientes disipaciones: 9,4 W para *TR6* y 10,2 W para *TR7*. Con una sobretensión del 10 %, se obtiene para *TR7* una disipación máxima de 12,3 W.

Los transistores *TR6* y *TR7* deben montarse sobre un refrigerador de aluminio de 90 × 90 × 2 mm.

Fuente de alimentación

A plena potencia, la fuente de alimentación debe suministrar una corriente de 1,35 A. Entonces la tensión de alimentación es de 45 V, de modo que la potencia es de 62 W. A partir de estos datos puede calcularse el transformador de alimentación. Para su realización se escogió un núcleo M85b con láminas IV de 0,35 mm de espesor (DIN E 41302). Los bobinados son los siguientes:

n1: 765 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,55 mm
n2: 147 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,90 mm

Medidas

Distorsión en función de la potencia de salida con la frecuencia como parámetro

En la figura 2 se muestra la distorsión en función de la potencia de salida para frecuencias de 40 Hz, 1 kHz y 12,5 kHz. Hasta una potencia de salida de 25 W, la distorsión es del 0,3 % solamente.

Potencia de salida en función de la frecuencia para d = 1 %

En la figura 3 se representa la curva de respuesta de potencia en función de la frecuencia. Los puntos situados a − 3 dB corresponden a frecuencias de 18 Hz y unos 80 kHz, respectivamente. La potencia máxima con una distorsión del 1 % es de 33,5 W.

Característica tensión-frecuencia

La curva de respuesta de tensión en función de la frecuencia se muestra en la figura 4. Como frecuencias límite a − 3 dB se han obtenido 15 Hz y 36 kHz. La frecuencia límite superior se determina mediante la realimentación obtenida con la red *R20*, *R21*, *C9*.

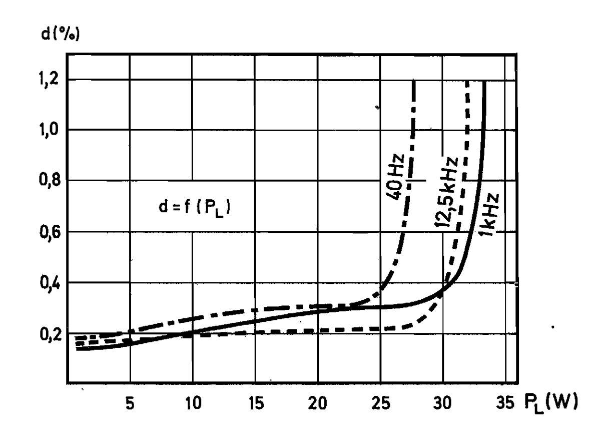


Fig. 2. Distorsión en función de la potencia de salida

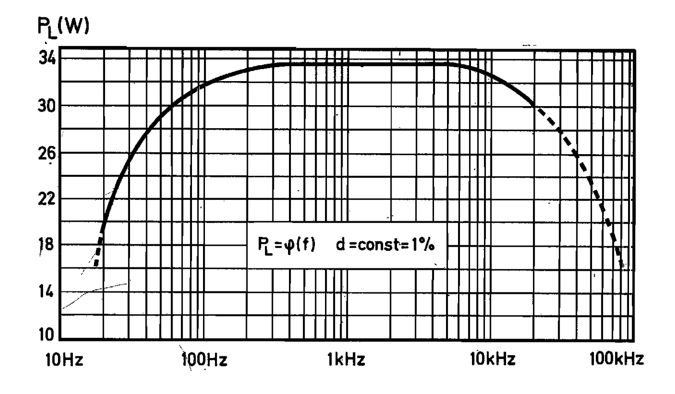


Fig. 3. Respuesta de potencia en función de la frecuencia

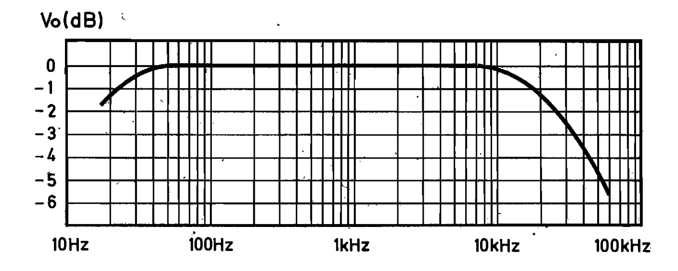


Fig. 4. Respuesta de tensión en función de la frecuencia

Otras medidas

Resistencia de entrada	150	kΩ
Resistencia de salida	0,1	Ω
Tensión de entrada para máxima salida	410	mV
Consumo a máxima potencia . .	1,35	A
Realimentación	41,5	dB
Potencia de salida con onda senoidal	35,5	W
Potencia de salida con música . .	40,0	W
Relación señal/zumbido, para 50 mW	54	dB
Relación señal/zumbido, para 33,5 W	60	dB
Relación señal/ruido, para 50 mW .	61	dB
Relación señal/ruido, para 33,5 W .	87	dB

Consideraciones finales

Se ha descrito un amplificador clase B con paso de salida de simetría casi complementaria sin transformadores, con transistores de potencia NPN. Todas las etapas utilizan acoplamiento directo. La potencia de salida máxima con onda senoidal es de 35,5 W, mientras que con música puede alcanzar los 40 W.

La tensión de alimentación pasa de 54 V en vacío a 45 V a plena carga. Esta variación no influye para nada en la calidad del amplificador gracias a la fuerte realimentación utilizada. Este circuito amplificador está concebido para instalaciones de alta fidelidad de gran calidad.

AMPLIFICADOR DE DIFERENCIA DE COLOR

PARA RECEPTORES DE TV-C TRANSISTORIZADOS

En el presente artículo se describe un amplificador de diferencia de color capaz de entregar la tensión de excitación necesaria a los tres cañones electrónicos de un tubo de imagen de máscara perforada de 25 pulgadas. Dos de las tres etapas están dispuestas en cascodo, con el circuito de matrizado que excita la tercera etapa conectado entre los emisores de los transistores de entrada. Así se asegura un ancho de banda máximo con mínima intermodulación. Redes de compensación aumentan el ancho de banda de las tres etapas.

Introducción

El amplificador de diferencia de color de un receptor de televisión debe poder suministrar tensiones de excitación bastante elevadas a los tres cañones electrónicos del tubo de imagen; además, estas tensiones han de ser diferentes para cada cañón. Para una tensión de negro a blanco de 100 V presente en el cátodo de cada cañón de un tubo de máscara perforada de 25 pulgadas, se necesitan las siguientes tensiones de excitación (de pico a pico) para obtener un color completamente saturado:

V−Y=100 V; R−Y=170 V; A−Y=215 V

Dado que rara vez se da la necesidad de presentar un color azul totalmente saturado, se considera suficiente una tensión de 200 voltios para la señal A − Y.

La linealidad del amplificador debe ser superior al 80 %, y el ancho de banda a − 3 dB de cada etapa debe ser mayor que 1 MHz (tiempos de subida y caída menores que 350 ns); la sobremodulación es preferible que sea inferior al 5 %, y la sobreoscilación menor que el 2 %.

Lógicamente, un amplificador de diferencia de color debe poder soportar también variaciones razonables de la tensión de alimentación; esto es, una variación del orden del 10 % en más y en menos debida a fluctuaciones en la tensión de red y, en los receptores híbridos con fuente de alimentación común a todas las etapas, sobretensiones que pueden alcanzar el 40 % durante el período de calentamiento.

El amplificador de diferencia de color que se describe satisface todas estas condiciones. En cada una de las tres etapas principales se utiliza un transistor BF 179, el cual, además de acomodarse a las diferentes necesidades de tensión de excitación de los tres cañones, puede obtenerse en tres versiones, seleccionadas de acuerdo con la tensión de ruptura,

BF 179A (amplificador V − Y): $V_{BR\ CER} = 160$ V
BF 179B (amplificador R − Y): $V_{BR\ CER} = 220$ V
BF 179C (amplificador A − Y): $V_{BR\ CER} = 250$ V

Circuito de matrizado

En las etapas R − Y y A − Y de un amplificador de diferencia de color pueden utilizarse dos

disposiciones distintas de los transistores de salida. Pueden conectarse en emisor común excitados por los seguidores de emisor precedentes, o bien utilizar la disposición de base común, funcionando en cascodo con los transistores precedentes. Esta segunda solución es la preferida por varias razones. En primer lugar, la tensión de ruptura entre colector y base con emisor abierto es mayor que entre colector y emisor, por lo que se tiene un margen de seguridad superior. En segundo lugar, la tensión de codo es menor. Y, finalmente, la capacidad de entrada no resulta incrementada por el efecto Miller; la capacidad de realimentación del transistor de salida participa únicamente en su capacidad de salida, pero no en la de entrada y en la de salida, como ocurre en el circuito en emisor común.

La señal V — Y se obtiene a través de la matriz mediante las señales R — Y y A — Y, de acuerdo con la ecuación:

$$V_{V-Y} = -0{,}19\,V_{A-Y} - 0{,}51\,V_{R-Y},$$

operación que puede realizarse con las señales de colector de los transistores de salida R — Y y A — Y, o bien con las señales de emisor de los transistores precedentes.

Este último procedimiento tiene sobre el primero las ventajas siguientes:

— El ancho de banda de la señal V — Y no resulta afectado por los de las etapas de salida R — Y y A — Y. Cuando las señales de colector están matrizadas, la señal V — Y debe pasar aún por dos etapas de amplificación que limitan el ancho de banda, el cual, por esta razón, resulta menor que el de las otras dos señales de diferencia de color,

— El transistor del amplificador V — Y puede conectarse en configuración de base común, resultando una impedancia de entrada bastante menor que la que es posible conseguir con el circuito de emisor común que precisa el paso por la matriz de la señal de colector, con lo cual se obtiene menor interacción entre las señales R — Y y A — Y.

En la figura 1 pueden verse los elementos principales de un circuito de matrizado en el cual los transistores de salida de las etapas R — Y y A — Y trabajan en cascodo con los transistores precedentes, los cuales excitan asimismo la etapa V — Y. Las corrientes de emisor de las dos etapas previas se dividen en las proporciones requeridas, mediante las redes R_1R_2 y R_3R_4. Debido a la baja impe-

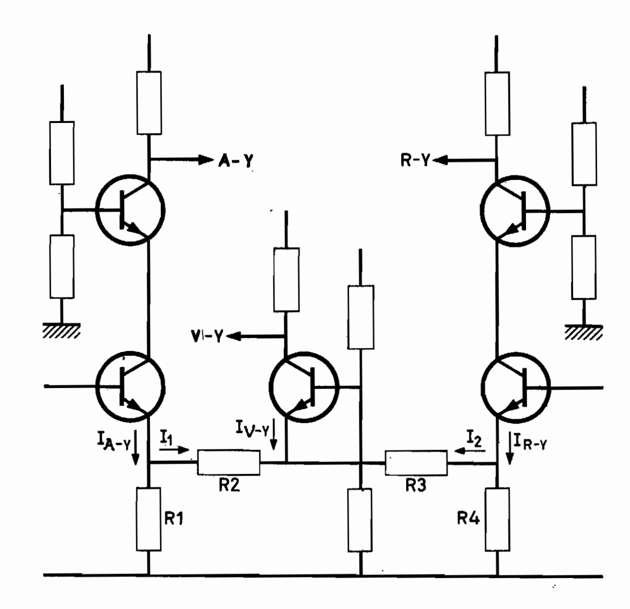


Fig. 1. Amplificador de diferencia de color con las etapas de salida A — Y y R — Y en montaje cascodo con las etapas previas. Se ha representado el circuito simplificado para cálculo de las resistencias de la matriz

dancia de entrada de las etapas de salida, la ganancia de tensión de las etapas previas R — Y y A — Y es muy pequeña, y su capacidad de entrada resulta difícilmente aumentada por el efecto Miller. Por tanto, el circuito demodulador puede conectarse directamente a las etapas previas. El diseño de este tipo de circuito es inmediato, dado que la tensión de emisor del transistor de salida V — Y es básicamente constante.

Descripción del circuito

Resistencias de carga y de la matriz

Con la finalidad de evitar sobremodulación de la portadora de imagen, la amplitud de la señal R — Y se reduce 0,88 veces y la de la señal A — Y 0,49 veces antes de la transmisión. En el receptor deben restaurarse las amplitudes originales, de modo que la ganancia de la red amplificadora del canal A — Y debe ser mayor que la del R — Y en 0,88/0,49 = = 1,78 veces. Si no se ha realizado esta corrección en el amplificador de F.I. de crominancia, puede llevarse a cabo en el amplificador de diferencia de color, como ocurre en el circuito que se describe (figura 2).

La amplificación necesaria para cada etapa depende de la amplitud de las señales obtenidas en los demoduladores síncronos. Suponiendo que la salida

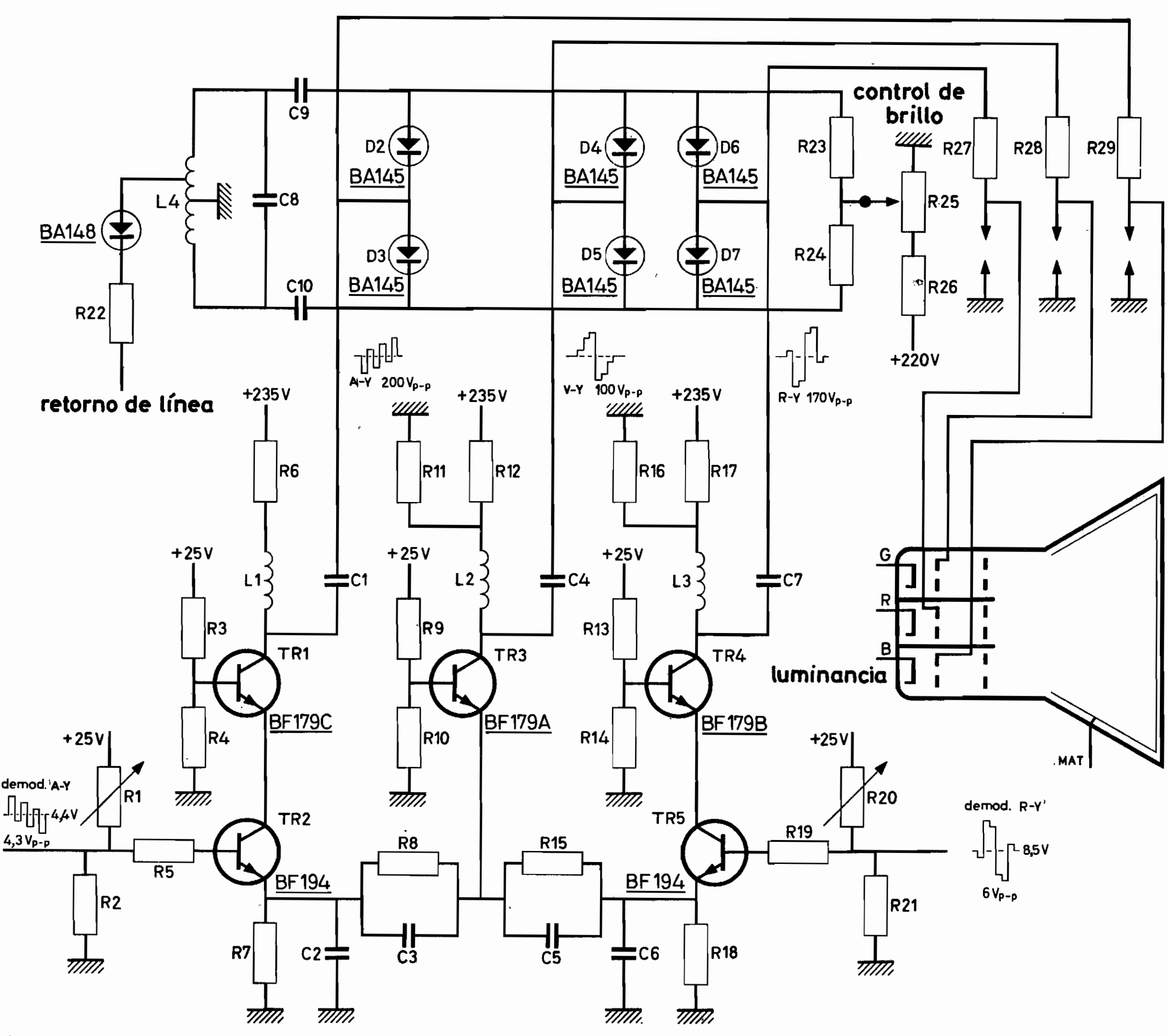


Fig. 2. Circuito completo del amplificador de diferencia de color, con los elementos de compensación de frecuencia, los circuitos de fijación de nivel y los explosores de protección contra descargas disruptivas

R_1 4,7 kΩ, pot.	R_{11} 27 kΩ, 1 W	R_{21} 2,2 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	C_1 2,2 nF, –20, +50%
R_2 1 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	R_{12} 16 kΩ, 5.5 W	R_{22} 100 Ω, 1 W	C_2 390 pF, ± 5%
R_3 2,7 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	R_{13} 1,8 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	R_{23} 1 MΩ, $\frac{1}{4}$ W	C_3 82 pF, ± 5%
R_4 2,2 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	R_{14} 3,3 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	R_{24} 1 MΩ, $\frac{1}{4}$ W	C_4 2,2 nF, –20, +50%
R_5 100 Ω, $\frac{1}{8}$ W	R_{15} 620 Ω, $\frac{1}{8}$ W	R_{25} 200 kΩ, pot.	C_5 120 pF, ± 5%
R_6 10 kΩ, 5.5 W	R_{16} 100 kΩ, 1 W	R_{26} 390 kΩ, $\frac{1}{4}$ W	C_6 56 pF, ± 5%
R_7 220 Ω, $\frac{1}{8}$ W	R_{17} 11 kΩ, 5.5 W	R_{27} 2,7 kΩ, 1 W	C_7 2,2 nF, –20, +50%
R_8 910 Ω, $\frac{1}{8}$ W	R_{18} 680 Ω, $\frac{1}{8}$ W	R_{28} 2,7 kΩ, 1 W	C_8 47 pF, ± 5%
R_9 1,6 kΩ, $\frac{1}{4}$ W	R_{19} 100 Ω, $\frac{1}{8}$ W	R_{29} 2,7 kΩ, 1 W	C_9 10 nF, –20, +50%
R_{10} 1 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	R_{20} 4,7 kΩ, pot.		C_{10} 10 nF, –20, +50%

L1, L2, L3: Choques de R.F. de 1,2 mH.
L4: 35 mH, bobinado bifilar sobre núcleo ajustable de ferrita: con derivación a $^1/_2$ y $^1/_4$ del número total de espiras.

del demodulador R – Y es de unos 6 V_{p-p}, si el amplificador R – Y debe proporcionar una señal de 170 V_{p-p}, debe tener una ganancia de unas 30 veces; por tanto, la ganancia del amplificador A – Y debe ser de 1,78 × 30 = 54 veces.

La carga del transistor de salida de cada etapa es una resistencia de 10 kilohmios, colocada en el circuito de colector; por tanto, en el circuito de emisor del amplificador R – Y deberá incorporarse una resistencia de unos 330 ohmios para una ganan-

cia de 30 veces; en el circuito de emisor del amplificador A — Y, la resistencia correspondiente deberá ser de 190 ohmios para una ganancia de 54 veces. En el esquema simplificado de la figura 1 se ve claramente la forma en que deben distribuirse estas resistencias.

Ya que las resistencias de colector son todas iguales, la relación entre las tres tensiones de señal mencionadas anteriormente puede también aplicarse a las corrientes. Es decir:

$$I_{V-Y} = -0{,}19 I_{A-Y} - 0{,}51 I_{R-Y}.$$

Del circuito se deduce que $I_{V-Y} = -I_1 - I_2$; además. suponiendo que la impedancia de entrada de la etapa de salida V — Y es muy baja, puede escribirse:

$$I_1 = \{R_1/(R_1 + R_2)\} I_{A-Y},$$

y

$$I_2 = \{R_4/(R_3 + R_4)\} I_{R-Y}.$$

De donde se deduce,

$$R_1/(R_1 + R_2) = 0{,}19,$$

y

$$R_4/(R_3 + R_4) = 0{,}51.$$

Al resolver estas ecuaciones recordando que $R_1//R_2 = 190$ ohmios y que $R_3//R_4 = 330$ ohmios, se llega a los valores siguientes de los resistores para el circuito de matrizado de la figura 1:

$$R_1 = 220\,\Omega;\ R_2 = 910\,\Omega;\ R_3 = 620\,\Omega;\ R_4 = 680\,\Omega.$$

En el circuito completo de la figura 2, estos resistores llevan los números *R7, R8, R15* y *R18*, respectivamente.

Tensiones de polarización y alimentación

En cada una de las etapas de salida deben definirse las tensiones siguientes (fig. 3):

V_B, tensión necesaria en la base del transistor de salida de un amplificador en cascodo para impedir que el transistor de la etapa precedente sea llevado al codo de su característica; para la etapa A — Y, esta tensión es de unos 10 V, mientras que para la etapa R — Y es de 15 V, aproximadamente. Para la etapa V — Y es de menor valor, y depende de las tolerancias en los resistores del circuito de matrizado y de los parámetros de los transistores;

V_{CEK}, tensión colector-base por debajo de cuyo valor aumenta fuertemente la distorsión de la señal; generalmente es superior a la tensión de saturación del transistor. Para los transistores de la serie BF 179, su valor medio, medido con una corriente de 20 mA y una temperatura de la unión de 150 °C, es de 15 voltios, aproximadamente.

V_L, caída de tensión en la resistencia de carga debida a la corriente de fugas; para la máxima temperatura de la unión, la corriente de fugas del transistor puede estimarse en 1 mA, con lo cual resulta una caída de tensión de 10 voltios en extremos de un resistor de 10 kilohmios.

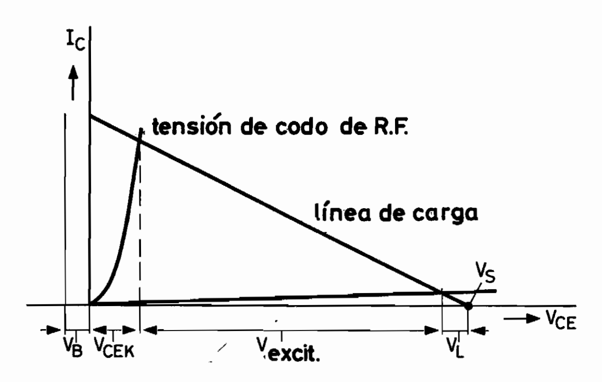


Fig. 3. Línea de carga en el plano I_C-V_{CE} del transistor de salida, mostrando las pérdidas de tensión debidas a la tensión de codo de R.F. y a la corriente de fugas

Al sumar estos valores a las tensiones de excitación mencionadas anteriormente, se obtiene una tensión de alimentación de 235 y 210 V para las etapas A — Y y R — Y, respectivamente.

Dado que las señales de diferencia de color experimentan las mismas excursiones positivas y negativas con respecto al nivel de borrado, los transistores de salida deben polarizarse de modo que sus puntos de trabajo queden hacia la mitad de la tensión de alimentación. La polarización de las etapas R — Y y A — Y puede ajustarse independientemente por medio de los divisores de tensión variables colocados en los circuitos de base de sus etapas previas respectivas. La polarización de la etapa V — Y depende de la aplicada a las otras etapas y, además,

de la dispersión en los valores de las resistencias y de los parámetros de los transistores. Suponiendo una tolerancia del 5 % para los resistores, la suma estadística de estos factores indica que la probable dispersión que puede esperarse en el punto de polarización de la etapa V − Y será del ± 13 %.

Para asegurar que el amplificador V − Y pueda entregar la señal necesaria (100 V_{p-p}) en cualquier condición de funcionamiento, su tensión de polarización deberá ser igual a

$$V_{S(V-Y)} = V_B + V_{CEK} + V_{drive} + V_L + 0{,}26V_C,$$

donde,

$$V_C = V_B + V_{CEK} + 0{,}5V_{drive} + 0{,}13V_C,$$

Por consiguiente:

$$V_{S(V-Y)} = 1{,}3V_B + 1{,}3V_{CEK} + 1{,}15V_{drive} + V_L.$$

Teniendo en cuenta los valores de los resistores de la matriz, la tensión necesaria es de 150 voltios. Para que en condiciones normales el transistor quede polarizado en el punto de trabajo correspondiente a la mitad de la tensión de alimentación, se precisa una tensión de base de 9 V; los valores de *R9* y *R10* se han elegido de forma que se obtenga esta tensión y, simultáneamente, se asegure que el ancho de banda de la etapa sea prácticamente igual al de las etapas R − Y y A − Y.

A causa de las fluctuaciones de la red, pueden tenerse ocasionalmente valores de la tensión de alimentación superiores en un 10 % respecto al valor nominal; es decir, en las etapas respectivas, el máximo real de la tensión de alimentación puede llegar a los valores siguientes:

A -Y: $V_{S\,max} = 260$ V
R -Y: $V_{S\,max} = 235$ V
V -Y: $V_{S\,max} = 165$ V

Ninguno de estos tres valores sobrepasa la tensión de ruptura de los transistores de la serie BF 179; además, los tres subtipos pueden soportar durante 20 segundos la sobretensión del 40 % que se origina durante el período de calentamiento en un receptor híbrido.

Disipación

La disipación de cada transistor de salida puede expresarse mediante la ecuación:

$$P_{tot} = (V_{S\,max} - V_B)^2/4R_C,$$

siendo la resistencia de carga de cada etapa, R_C, igual a 10 kilohmios. Sustituyendo en esta expresión los valores de las tensiones de alimentación y de base de cada etapa calculados anteriormente, se obtiene:

TR_1 (A-Y): $P_{C\,max} = 1{,}6$ W
TR_3 (V-Y): $P_{C\,max} = 0{,}6$ W
TR_5 (R-Y): $P_{C\,max} = 1{,}2$ W

Para conjugar estos valores con las especificaciones de los transistores, deben tenerse en cuenta los siguientes datos, pertenecientes a los tres subtipos BF 179:

máxima temperatura permisible en la unión . . . $T_{j\,max} = 200$ °C
resistencia térmica:
unión cápsula . . . $R_{th\,j-c} = 45$ °C/W
unión ambiente . . . $R_{th\,j-a} = 220$ °C/W

Si *TR1* debe mantenerse dentro del límite permisible para una temperatura ambiente de 55 °C, la resistencia térmica de la unión al ambiente no debe ser superior a (220 − 55)/1,6 = 103 °C/W. Es decir,

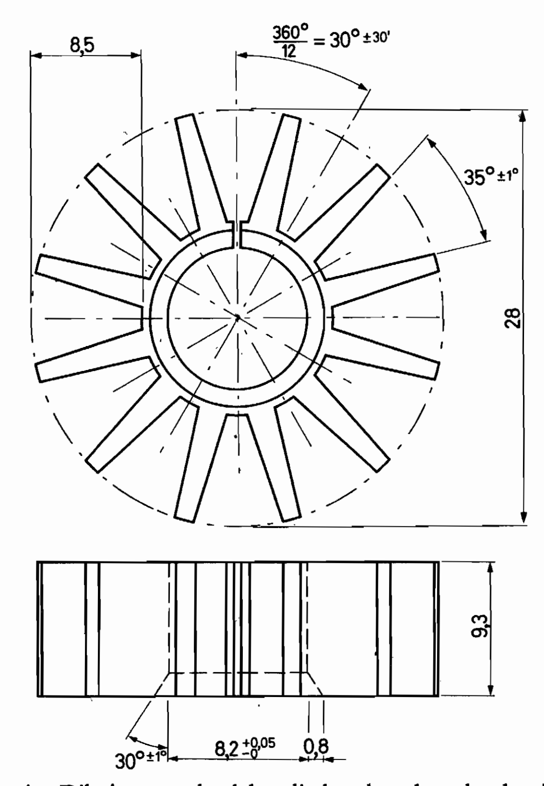


Fig. 4. Dibujo acotado del radiador de calor, de aluminio, adecuado para el transistor de salida de la etapa A − Y; permite una disipación de 1,6 W para una temperatura ambiente de 55° C, sin aumento apreciable de la capacidad de salida

deberá utilizarse un radiador de calor con una resistencia térmica inferior a 103 − 45 = 58 °C/W; en la figura 4 se representa un tipo de radiador que satisface ampliamente las exigencias de resistencia térmica, sin aumentar de forma notable la capacidad de salida del transistor.

Para *TR5*, con una disipación de 1,2 W, la resistencia térmica con el ambiente debe ser inferior a (220 − 55)/1,2 = 125 °C/W.

En el caso de *TR3*, el cual tiene una disipación de sólo 0,6 vatios, su propia resistencia térmica de unión a ambiente, 220 °C/W, es suficiente para mantener la unión por debajo de los 200 °C, por lo cual no es preciso tomar medidas para un aumento de la refrigeración del mismo.

Circuitos de fijación de nivel

Durante el período de borrado se precisa que los niveles de referencia proporcionados por cada etapa del amplificador sean constantes e iguales, por lo cual se necesita incluir circuitos de fijación. En el esquema de la figura 2 se han incluido dichos circuitos.

Compensación de frecuencia

Considerando las capacidades debidas al tubo de imagen (7 pF) y a los circuitos de fijación de nivel (8 pF), así como las capacidades parásitas (8 pF) y la de salida de la propia etapa (7 pF), cada etapa del amplificador de diferencia de color tiene una carga capacitiva total, C_L, de 30 pF. Este valor, junto con la resistencia de carga, de 10 kilohmios, determina un ancho de banda de sólo 0,5 MHz, aproximadamente; dado que se precisa un ancho de banda dos veces mayor, es evidente que deberán incorporarse circuitos de compensación.

Teóricamente, pueden utilizarse tanto redes de compensación serie, o paralelo, o una combinación de ambas. Utilizando únicamente compensación paralelo, el ancho de banda se mejora en 1,7 veces, con una sobremodulación de un 3 % en la respuesta transitoria si se utiliza una inductancia igual a $0{,}4 \cdot R_L{}^2 \cdot C_L$. Mediante la combinación serie-paralelo, el ancho de banda puede aumentarse en 2,5 veces, aunque a expensas de sobremodulación y sobreoscilación bastante pronunciadas. Si se dispone la compensación en el circuito de emisor del transistor de la etapa previa, el funcionamiento de los circuitos de matrizado puede alterarse para las frecuencias elevadas, pero este efecto puede corregirse conectando condensadores de valor adecuado en paralelo con los resistores de matrizado.

En el circuito que se describe, el ancho de banda se aumenta dos veces, aproximadamente, mediante una compensación en el circuito de colector de cada transistor de salida combinada con otra compensación en el de emisor de los transistores de las dos etapas previas. Para el circuito de colector, el valor de la inductancia es:

$$L = 0{,}4 R_L{}^2 C_L$$
$$= 0{,}4 \times 10^8 \times 30 \times 10^{-12} = 1{,}2 \text{ mH}.$$

En el circuito de emisor de la etapa previa A − Y se utiliza un condensador de 390 pF, *C2*, en combinación con un condensador de 82 pF conectado en paralelo con el resistor de la matriz *R8*. En la etapa previa R − Y se utiliza un condensador de emisor de 56 pF, y el resistor de la matriz *R15* se combina con un condensador en paralelo de 120 pF. Con estos valores se consigue mantener la relación correcta de las impedancias de la matriz en el margen de frecuencias necesario.

Aún con señal máxima, se produce una limitación muy pequeña de los impulsos de la corriente de colector durante los transitorios positivos de la tensión del colector, ya que no hay un gran aumento del tiempo de caída a causa de los condensadores. Se evita la oscilación parásita debida a la elevada ganancia del amplificador intercalando un resistor de 100 ohmios en serie con la base de cada uno de los transistores de las etapas previas.

Protección contra las descargas disruptivas

Durante el funcionamiento, pueden producirse descargas internas en el tubo de imagen, lo cual exige la adopción de medidas para la protección de los circuitos de fijación de nivel y de los transistores de salida del amplificador de diferencia de color, así como del propio tubo, evitando que puedan resultar afectados por los elevados picos de tensión resultantes. Para ello se disponen sendos explosores entre la capa de «aquadag» y los cátodos, electrodo de enfoque, primeros ánodos y rejillas de control del tubo de imagen. La tensión de ruptura de los explosores conectados a los electrodos de enfoque debe ser de 5 kV y para los otros electrodos de 1,5 kV.

El alambrado de los explosores es bastante crítico: en la figura 5 puede verse una disposición adecuada de los mismos. Estos componentes se montan sobre una banda de cobre situada alrededor del

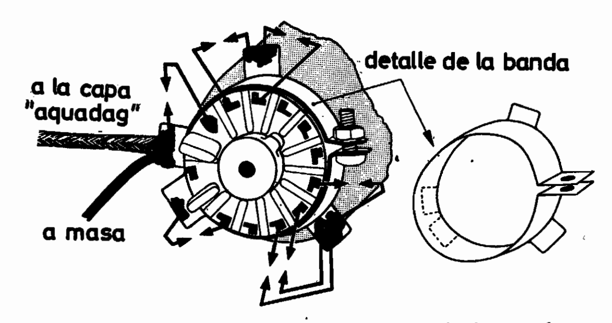


Fig. 5. Croquis de la banda de montaje de los explosores para la protección del tubo de imagen y del amplificador de diferencia de color contra los picos de tensión debidos a descargas disruptivas

cuello del tubo y que está conectada a masa con un hilo normal y a la capa de «aquadag» mediante un conductor trenzado, cuya baja inductancia limita los picos de tensión que pueden aparecer entre sus extremos. Dado que por el hilo que va a masa no circulan corrientes de descarga, la tensión de pico entre un electrodo del tubo de imagen y masa viene limitada por la tensión de ruptura del explosor asociado. Se evita que picos de menor amplitud que éstos perjudiquen a los circuitos de fijación o al amplificador de diferencia de color intercalando un resistor en el conductor que va a cada una de las rejillas de control. Para no perjudicar el ancho de banda, el valor de este resistor debe ser bastante bajo y para asegurar que podrá soportar la energía de los picos de tensión, su disipación debe ser suficiente; por vía experimental se ha obtenido como valor satisfactorio el de 2,7 kilohmios, 1 vatio.

Resultados

Para efectuar medidas sobre el amplificador en funcionamiento se conecta un resistor de 1.000 ohmios en serie con la base de cada uno de los transistores de las etapas previas, simulando así la presencia de los demoduladores síncronos. Todas las medidas se realizan con una carga capacitiva en cada paso de salida ajustada a 30 pF, que es el valor encontrado en la práctica.

Respuesta de frecuencia

La respuesta de frecuencia se mide con ayuda de un generador de barrido que entregue una señal de amplitud constante y frecuencia variable entre 10 kHz y varios MHz a cada entrada del amplificador. Las tres señales de salida del amplificador se rectifican

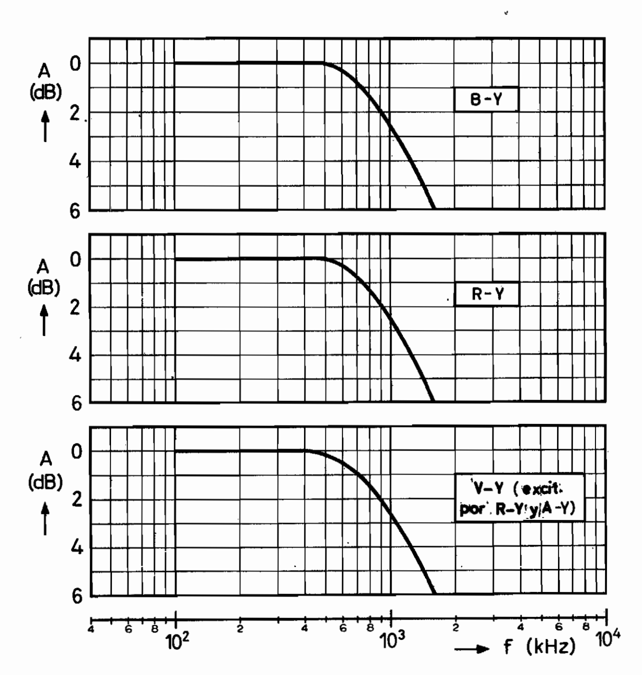


Fig. 6. Curvas de respuesta de frecuencia de las tres etapas del amplificador

y se llevan a un osciloscopio, en cuya pantalla se visualizan y se miden. Como puede verse en la figura 6, en la cual se muestran los resultados obtenidos, el ancho de banda de cada etapa entre puntos a — 3 dB satisface el valor necesario de 1 MHz.

En la práctica, y debido a la capacidad de los conductores por medio de los cuales se conecta cada etapa al tubo de imagen, existe cierta interacción entre las tres etapas del amplificador. En primer lugar, este efecto se observa en la etapa V — Y, cuya salida es la de menor amplitud de las tres; ya que la señal V — Y está en oposición de fase con las otras

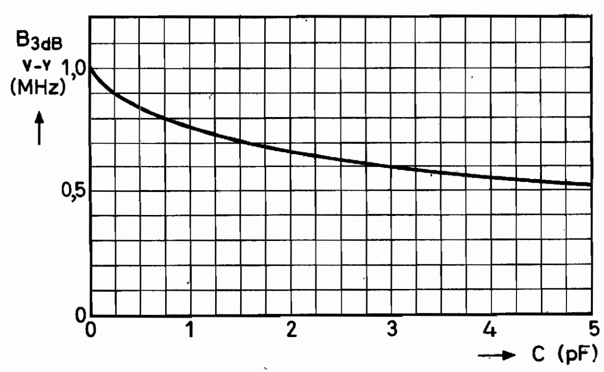


Fig. 7. Ancho de banda del amplificador V — Y en función de la capacidad parásita debida a las conexiones de salida de las etapas R — Y y A — Y

dos, la interacción tiende a disminuir su amplitud, particularmente para frecuencias elevadas. En la figura 7 se ha representado esta interacción. Como puede verse, una capacidad de 1 pF en el cableado reduce el ancho de banda de la etapa V − Y en un 25 %, aproximadamente. Por tanto, es evidente que, en la realización del presente circuito, deberá tenerse especial cuidado en reducir las capacidades parásitas y del cableado a un valor mínimo.

Respuesta a los transitorios

La respuesta transitoria se mide con impulsos de tiempos de subida y de caída de 100 ns, que son cortos comparados con la respuesta que se espera obtener del amplificador. En la figura 8 se han representado los resultados medidos en la pantalla del osciloscopio. Los tiempos de subida y de caída llegan a unos 300 ns, y la sobremodulación alcanza un 5 %, no apreciándose sobreoscilación.

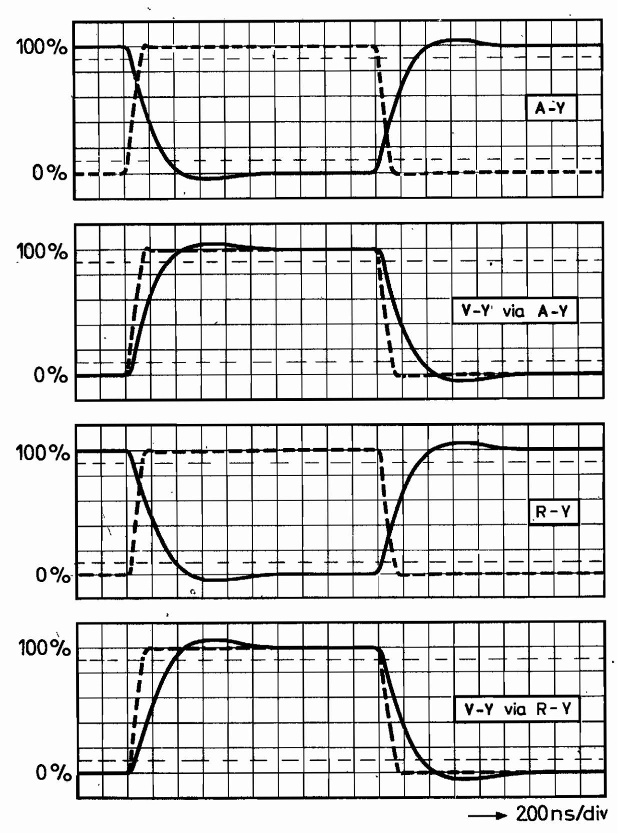


Fig. 8. Respuesta transitoria de las tres etapas del amplificador. Para la etapa V − Y se han medido separadamente las respuestas relativas de cada una de las dos entradas, como se indica en la figura. Las líneas a trazos representan el impulso de entrada de referencia empleado para las medidas

Linealidad

Para medir la linealidad de la etapa A − Y, se varía la conexión de la misma en la forma que indica la figura 9. A una de las dos entradas se aplica una señal de referencia de 10 mV de amplitud, de pico a pico, y una frecuencia de 100 kHz; en la otra se inyecta una señal en dientes de sierra de 50 Hz con suficiente amplitud para llevar el transistor de salida desde el punto de corte hasta el codo de la característica. Para medir la linealidad de las etapas R − Y y V − Y se utilizan disposiciones similares.

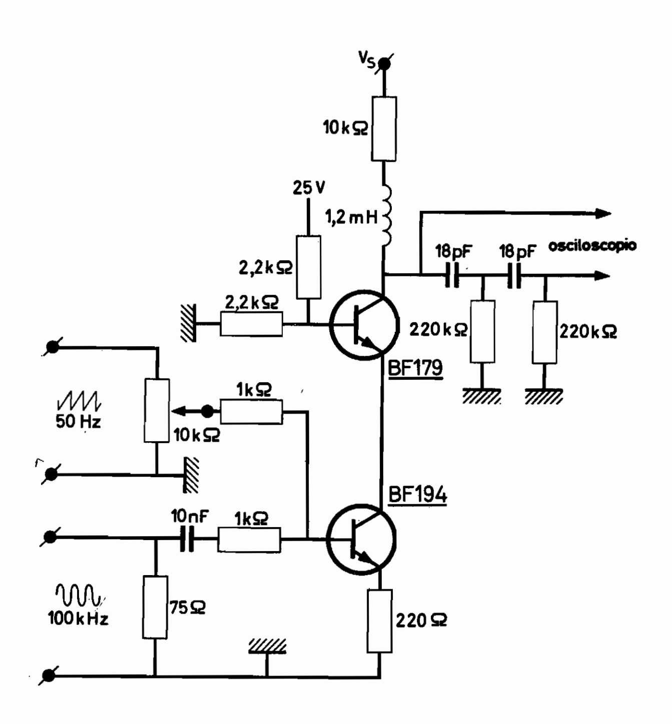


Fig. 9. Circuito de una de las etapas del amplificador de diferencia de color con las conexiones adecuadas para medir su linealidad. La red diferenciadora intercalada en una de las dos salidas hacia el osciloscopio impide el paso de la componente de baja frecuencia (50 Hz) de la tensión de colector, con lo cual es posible determinar los puntos de trabajo superior e inferior para los cuales la ganancia desciende por debajo del 80 % de su valor nominal

Para determinar la tensión para la cual la ganancia cae por debajo del 80 % de su valor nominal, la señal de salida de colector y su derivada con respecto al tiempo se representan conjuntamente y superpuestas en la pantalla de un osciloscopio de doble haz. En la figura 10 se han representado los resultados obtenidos a una temperatura ambiente de 65 °C. En esta figura puede verse que la ganancia de cada etapa satisface la condición del 80 % para las siguientes tensiones de colector:

A − Y: 22 a 225 V
R − Y: 20 a 200 V
V − Y: 17 a 140 V

Resumen de las principales características

A continuación se resumen algunas de las principales características de funcionamiento del circuito:

etapa	A − Y	R − Y	V − Y
ganancia	50	30	—
$V_{o\ p-p}$	200 V	170 V	100 V
ancho de banda	1 MHz	1 MHz	1 MHz
tiempo de subida y de caída	300 ns	300 ns	300 ns
sobremodulación	5 %	5 %	5 %

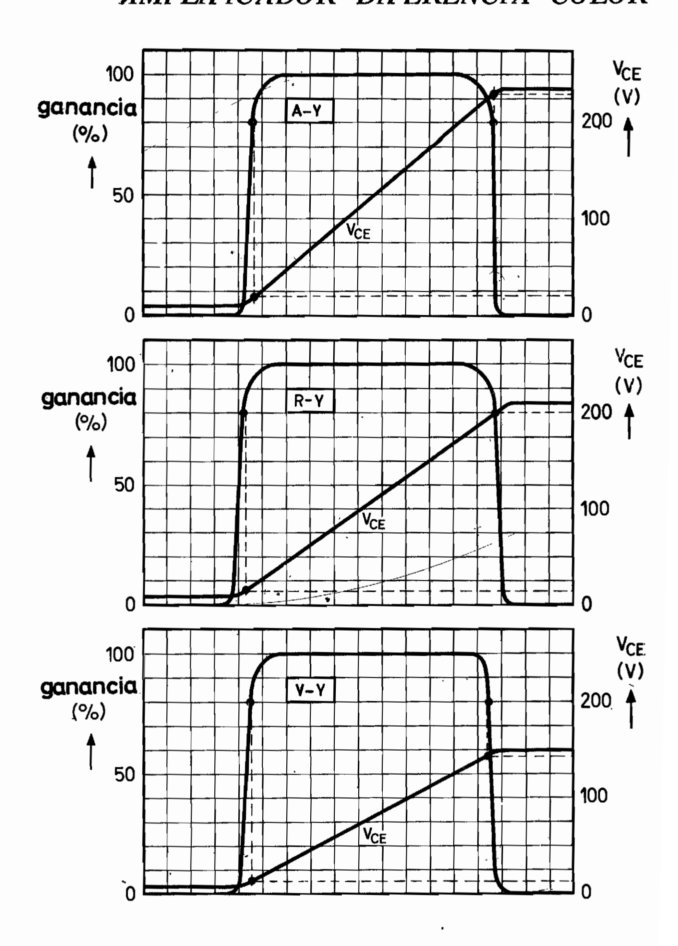
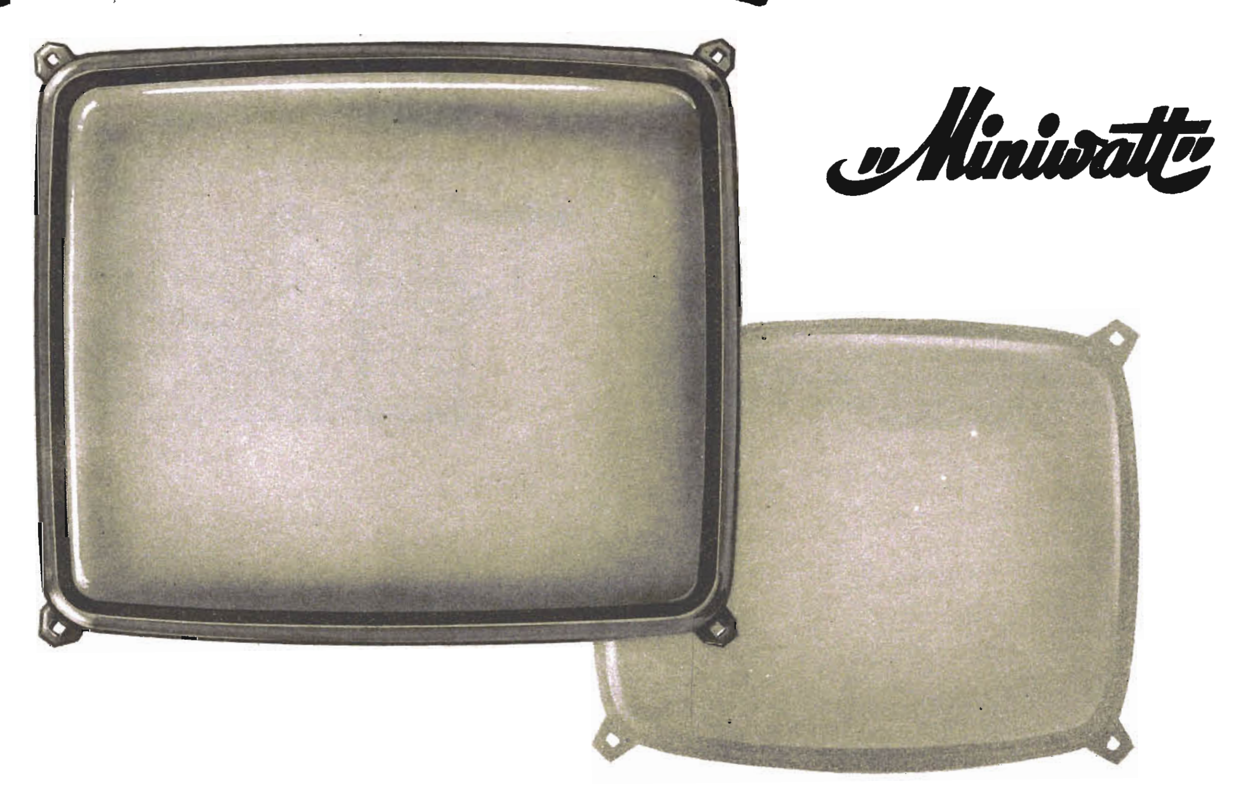


Fig. 10. Envolvente de la salida debida a una entrada de señal sinusoidal de 100 kHz, representada a la misma escala que la excursión de tensión de colector debida a una entrada de señal en dientes de sierra de 50 Hz. Los puntos señalados en la figura indican las tensiones de colector para las cuales la ganancia de cada etapa es inferior al 80 % de su valor nominal

NUEVOS TUBOS DE IMAGEN
PANORÁMICOS de 20" y 24"



Miniwatt

CON PANTALLA MÁS RECTANGULAR Y MÁS PLANA

A50-120W de 20 pulgadas (50 cm.)
A61-120W de 24 pulgadas (61 cm.)

DETECTORES DE RADIACIONES INFRARROJAS Y SUS APLICACIONES

En este artículo se estudia la naturaleza de la radiación infrarroja y se describen diversos métodos de detección y algunas de las aplicaciones de los detectores de radiaciones infrarrojas.

Físicamente, la radiación infrarroja es de la misma naturaleza que la radiación visible, pero se comporta de forma algo distinta en muchas de sus interacciones con la materia. La longitud de onda de las radiaciones infrarrojas es más larga que la de la luz visible, de modo que se encuentran «más allá del rojo» en el espectro de un emisor incandescente. Fue descubierta su existencia, en 1800, por Sir William Herschel. La similitud de su naturaleza y la de la radiación visible se demostró por el hecho de que ambas radiaciones podían ser polarizadas; la longitud de onda de los rayos infrarrojos se determinó poco después de 1830, por medio de mediciones interferométricas. Trabajos posteriores demostraron que no había límite superior a la longitud de onda de esta radiación, y, actualmente, se han estudiado con longitudes de onda tales que llegan a la radiación electromagnética generada por medio de las técnicas de microondas.

Así pues, la propiedad que distingue esencialmente la radiación infrarroja de la visible es la longitud de onda. La unidad apropiada para su medida es el *micrómetro* (μm), que vale 10^{-6} metros. (El micrómetro es igual a la micra, μ, término todavía usado, pero actualmente no admitido.) En la región de las longitudes de onda más cortas puede usarse el *nanómetro* (10^{-9} metros). El *Angstrom*, Å, que vale 10^{-10} metros, se usa habitualmente en física óptica. Estas unidades de longitud de onda se comparan en la tabla 1.

Tabla 1. Comparación entre diversas unidades de longitud

	Å	nm	μm	mm	cm	m
Å = 1		10^{-1}	10^{-4}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-10}
nm = 10		1	10^{-3}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-9}
μm = 10^{4}		10^{3}	1	10^{-3}	10^{-4}	10^{-6}
mm = 10^{7}		10^{6}	10^{3}	1	10^{-1}	10^{-3}
cm = 10^{8}		10^{7}	10^{4}	10	1	10^{-2}
m = 10^{10}		10^{9}	10^{6}	10^{3}	10^{2}	1

La región infrarroja comienza en las longitudes de onda que empiezan a ser demasiado largas para que las capte el ojo (0,75 μm); el otro límite no está claramente definido, pero se suele admitir que es de 1.000 μm, longitud en la que empieza la región de las

microondas. Este límite depende de si se consideran técnicas ópticas o de microondas. La figura 1 muestra la relación entre la región infrarroja y otras partes del espectro electromagnético.

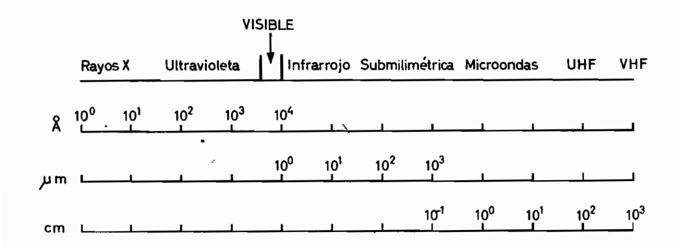


Fig. 1. Espectro electromagnético

La región infrarroja se divide a menudo en *próximo* (0,75 a 1,5 μm), *medio* (1,5 a 10 μm) y *lejano infrarrojo* (más allá de 10 μm), y las radiaciones superiores a 300 μm se suelen denominar *submilimétricas*.

Fuentes de radiación infrarroja

Cualquier objeto a cualquier temperatura por encima del cero absoluto (273° C) emite radiaciones electromagnéticas, pero la cantidad emitida y la distribución de sus longitudes de onda dependen de la temperatura y de las propiedades emisivas del cuerpo.

La *emisividad* indica la relación entre la emisión real del cuerpo y la de una fuente hipotética, llamada *cuerpo negro*, que se encontrara a la misma temperatura. La emisividad, generalmente, varía con la longitud de onda.

Las propiedades emisoras de un *cuerpo negro* pueden calcularse teóricamente. Tres puntos son particularmente importantes:

1) La energía radiada total por unidad de superficie es proporcional a la cuarta potencia de la temperatura absoluta T (°C + 273):

$$W_{tot} = \sigma T^4$$

siendo σ la constante de Stefan, que vale aproximadamente 5,67. 10^{-12} W. cm^{-2}. °K^{-4}.

2) La curva de variación de la energía por intervalo de longitud de onda es siempre del mismo tipo, de acuerdo con la ley de Planck:

$$W_\lambda d\lambda = \frac{C_1 \lambda^{-5} d\lambda}{\exp(C_2/\lambda T) - 1}$$

expresión en la que C_1 y C_2 son dos constantes que valen:

$$C_1 = 3{,}7 \times 10^{-12} \text{ W cm}^{-2}$$
$$C_2 = 1{,}44 \text{ cm grado K}$$

Esta función se ha representado en la figura 2 para diferentes temperaturas de una fuente emisora típica.

3) La longitud de onda de emisión máxima es una simple función de la temperatura absoluta *(primera ley del desplazamiento de Wien)*. Expresada en μm, vale:

$$\lambda_{pk} = \frac{2900}{T}.$$

Muchos objetos reales son similares al hipotético «cuerpo negro», y es posible realizar una fuente experimental que se acerque mucho a la teórica tomando una esfera casi completamente hueca, o un cono estrecho cuya temperatura sea uniforme.

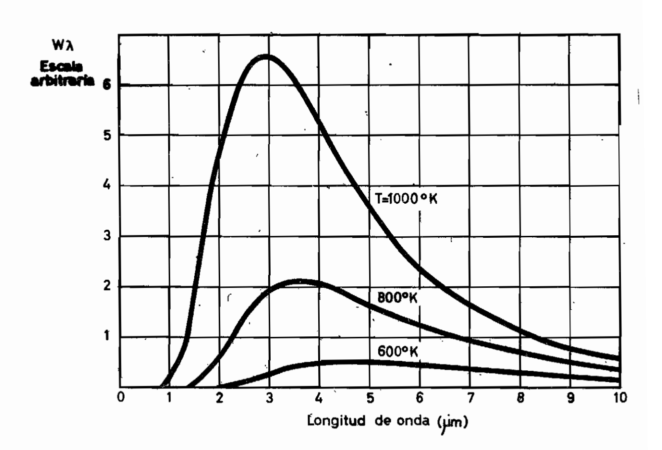


Fig. 2. Variación de la energía por intervalo de longitud de onda, en función de la longitud de onda (Ley de Planck)

Si se aplica la ecuación de emisión máxima al sol (6.000 °K), se obtiene un máximo en la región visible a 0,5 μm. Un objeto a unos 900 °K (temperatura normal en un horno) emitirá principalmente sobre unos 3 μm, mientras que un objeto a la temperatura de la habitación (300 °K), presentará el máximo a 10 μm. Así, la región que se extiende desde el límite visible hasta los 10 μm es una gama de longitudes de onda muy apropiada para medir la radiación de objetos corrientes y, en consecuencia, detectar su presencia o determinar su temperatura.

Aunque muchas fuentes de radiación infrarroja son parecidas al «cuerpo negro», algunas emiten sobre una estrecha gama de longitudes de onda. Así, por ejemplo, las llamas y los lasers. Las lámparas

normales de filamento de tungsteno, aunque producen radiación visible, emiten un máximo de radiación en la región del infrarrojo próximo. Los diodos electroluminiscentes de arseniuro de galio, polarizados en sentido directo, producen una radiación monocromática de 0,9 μm, la cual puede ser modulada a frecuencias muy elevadas.

Transmisión de la radiación infrarroja

Aunque la radiación infrarroja es similar a la luz, es importante tener en cuenta que un cuerpo opaco o transparente a la radiación visible, no lo será necesariamente a la infrarroja. Así, por ejemplo, el vidrio ordinario es transparente sólo hasta unos 2,5 μm en la región infrarroja. Por otra parte, materiales semiconductores como el germanio y el silicio, opacos en la región visible, son transparentes en la infrarroja más allá de 1,8 y 1 μm, respectivamente.

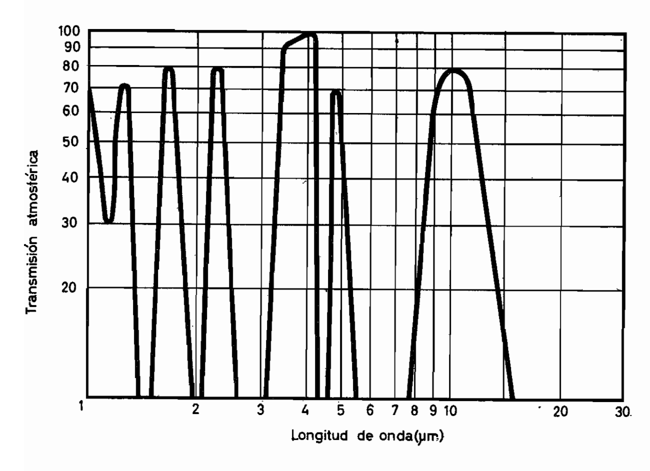


Fig. 3. Transmisión atmosférica de la radiación infrarroja a una distancia de una milla marina (1.852 m)

Un factor importante en la transmisión a grandes distancias es la atmósfera; la figura 3 muestra los porcentajes de transmisión típicos para la distancia de una milla. Las regiones «transparentes» (por ejemplo, de 8 a 13 μm) se llaman «ventanas».

Los *filtros interferenciales* que permiten seleccionar una estrecha banda de radiación o realizar cualquier tipo de características de admisión y eliminación de determinadas longitudes de onda, son componentes importantes empleados a menudo en los sistemas infrarrojos.

Detección de radiaciones infrarrojas

Siendo la radiación infrarroja una forma de energía electromagnética, es posible detectarla por absorción y convertirla en calor. En esto se basaron los primeros experimentos, en los que se usaba un termómetro con el depósito ennegrecido. Sin embargo, este sistema es lento, poco sensible e incómodo. Es preferible un dispositivo que dé una señal eléctrica de salida.

Detectores térmicos

Los detectores térmicos miden el cambio de temperatura de un cuerpo absorbente. La señal de salida que se obtiene puede ser en forma de fuerza electromotriz térmica (termopar), cambio en la resistencia de un conductor *(bolómetro)*, o movimiento de un diafragma provocado por la expansión de un gas *(detector neumático)* que puede originar un cambio de iluminación de una fotocélula secundaria *(célula Golay)*. Puede hacerse que la respuesta de tales detectores se extienda a un margen muy amplio de longitudes de onda. Sin embargo, debido a que la temperatura del objeto sensible debe cambiar, son lentos en su respuesta (hasta una centésima, o una décima de segundo), o son frágiles.

Detectores cuánticos

Otra forma de detectar la radiación infrarroja se basa en la interacción de esta radiación con los electrones de un cuerpo sólido, la cual obliga a estos electrones a pasar a un estado de energía más elevado. Estos efectos dependen de la naturaleza cuántica de la radiación, por lo que los detectores que los emplean reciben el nombre de *detectores cuánticos*.

La teoría cuántica establece que una radiación de una determinada longitud de onda consta de *partículas* cuya energía individual es proporcional a la inversa de la longitud de onda. Por esto, si consideramos una transición de electrones de un estado energético a otro, que requiera una energía W, esta transición sólo podrá ocurrir si la longitud de onda es inferior a cierto valor crítico. La figura 4 representa la respuesta ideal de un detector cuántico.

La forma ascendente de la curva se debe al hecho de que, al aumentar la longitud de onda, aumenta también el número de *cuantos* para una cantidad de energía dada, y como la salida depende del número de electrones excitados, ésta también aumenta.

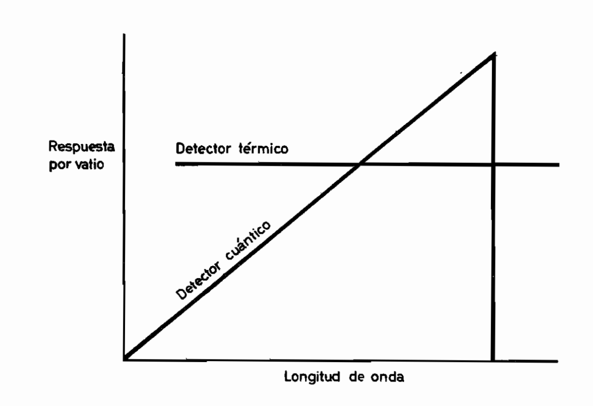


Fig. 4. Respuesta idealizada característica de los detectores cuánticos y térmicos

La misma figura 4 muestra también la respuesta ideal de un detector térmico. Como este tipo de detector mide directamente la energía, su respuesta por vatio es constante.

Para utilizar este efecto cuántico, es preciso poder excitar electrones de un estado a otro que tengan propiedades eléctricas distintas. Una manera de conseguirlo es por *fotoemisión*, en la que los electrones reciben energía suficiente para liberarse del sólido y dan lugar a una corriente eléctrica. No obstante, las superficies requieren energías bastante elevadas para la liberación de los electrones, y este efecto sólo puede emplearse con la radiación visible o el infrarrojo próximo (hasta 1 μm aproximadamente). En cambio, en el seno de un material semiconductor, las propiedades de un electrón situado en la banda de valencia son muy distintas de las que posee cuando pasa a la banda de conducción: en un semiconductor de tipo N, los electrones de la banda de valencia no pueden contribuir a la conducción. Si son excitados y pasan a la banda de conducción, entonces pueden hacerlo, así como los *huecos* que dejan en la banda de valencia. De esta forma aumenta la conductividad y el material puede ser empleado como fotoconductor para detectar la radiación. Si la absorción se produce cerca de una unión P-N, los portadores excitados se desplazan a causa del campo eléctrico de la unión y producen una corriente eléctrica en el circuito externo. Los componentes que aprovechan estos efectos se denominan *fotodiodos* y *fototransistores*.

Si se desea detectar una radiación infrarroja de gran longitud de onda, se requieren bajos niveles de energía de excitación. Algunos detectores aprovechan la liberación de un electrón de uno de los átomos de impureza añadidos al semiconductor, para lo cual se necesita menos energía que para excitar un electrón de una banda a otra. Estos componentes son *fotoconductores extrínsecos*. Las energías necesarias por los diversos tipos de detectores cuánticos se comparan en la figura 5.

El hecho de que mayores longitudes de onda requieran energías menores en los detectores cuánticos tiene una importante consecuencia. El necesitar energías más débiles permite la excitación de electrones por la propia agitación térmica del sólido; esto produce un efecto aleatorio que hace aumentar el ruido eléctrico en la salida. Así, para mejorar la sensibilidad es preciso enfriar el elemento semiconductor. En algunos casos bastará un refrigerador termoeléctrico que lo mantenga a una temperatura ligeramente inferior a la ambiente, y en otros incluso puede ser necesario utilizar helio líquido.

Propiedades de los detectores

Factor de respuesta

La finalidad de un detector consiste en convertir la radiación infrarroja en una señal eléctrica; así pues, la propiedad básica que define su trabajo es la relación entre la salida eléctrica (voltios o amperios) y la energía (vatios) que incide en el área sensible del detector. Esta cantidad se denomina *factor de respuesta*. Al evaluar este factor es importante tener en cuenta el tipo de radiación especificado. Puede tratarse de radiación a una determinada longitud de onda *(radiación monocromática)*, que normalmente corresponde a la longitud de onda de má-

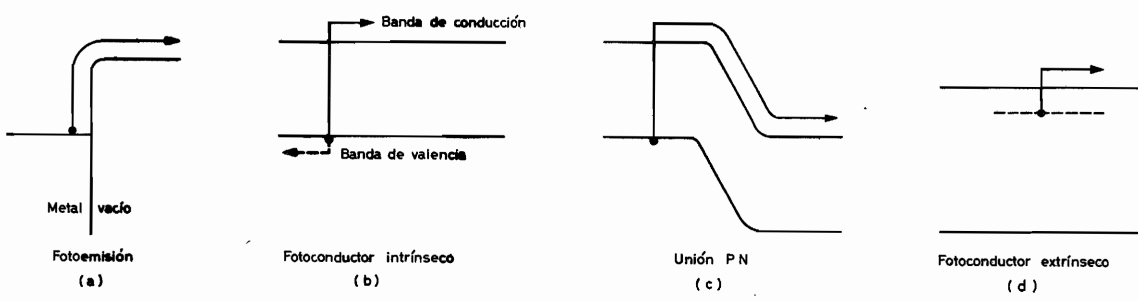


Fig. 5. Transiciones energéticas en los detectores cuánticos

xima sensibilidad (y que da el máximo factor de respuesta), o bien puede tratarse de la radiación de cuerpo negro procedente de un emisor a una temperatura determinada, en general 500 °K (y que da el factor de respuesta de cuerpo negro). En este caso, algunas de las radiacionès incidentes tienen longitudes de onda para las que el detector no es sensible, pero al calcular su factor de respuesta se tiene en cuenta la radiación total. Por supuesto, el factor de respuesta de cuerpo negro es siempre inferior al máximo.

El factor de respuesta puede también variar con la frecuencia de modulación de la radiación, debido a la constante de tiempo finita del efecto fotoeléctrico.

Potencia equivalente de ruido, P.E.R.

Hemos mencionado la importancia de la refrigeración con vistas a reducir el ruido. Este ruido eléctrico pone un límite para el menor nivel de radiación que puede ser detectada. El ruido de un detector se calcula normalmente como el valor cuadrático medio de la señal eléctrica de salida, medida sobre una banda pasante de 1 Hz, para una frecuencia central especificada, funcionando el detector en sus condiciones típicas de trabajo. Este valor puede ser independiente de la frecuencia dentro de una cierta banda, en cuyo caso se dice que presenta un *ruido blanco* en dicha banda, o bien puede variar con la frecuencia. Si el ruido es blanco, el valor medio es proporcional a la raíz cuadrada de la banda pasante, y por ello a veces se expresa en voltios por ancho de banda unidad ($VHz^{-\frac{1}{2}}$).

Aunque un bajo nivel de ruido hace posible la detección de energías más débiles, puede dificultar el proyecto de amplificadores apropiados. Para obtener los mejores resultados, el ruido del amplificador debe ser bajo. Por esto es importante conocer la relación entre el ruido del detector y el valor del ruido debido al efecto Johnson en una resistencia del mismo valor que la del detector, a la temperatura ambiente. Esta relación se llama *factor de ruido.*

Al probar un detector previsto para medir pequeñas intensidades de radiación, debe medirse la relación señal-ruido. Esta depende de un cierto número de condiciones de prueba, como son la energía de la radiación empleada, la frecuencia de modulación de la energía y del ruido y la anchura de banda. Una magnitud más útil es la *Potencia Equivalente de Ruido* (P.E.R.). Es la cantidad de energía que daría una señal igual al ruido en una banda pasante de 1 Hz. En general, es función de la longitud de onda y de la frecuencia de medida. Es igual al ruido (por ancho de banda unidad) dividido por el factor de respuesta.

*Detectividad del área normalizada, D**

Como era de esperar, todas las magnitudes citadas varían con el tamaño y la forma de la superficie sensible de los detectores, aunque sean del mismo material y se obtengan con el mismo proceso de fabricación. No obstante, se ha encontrado (y la teoría lo confirma) que para detectores similares, la potencia equivalente de ruido es generalmente proporcional a la raíz cuadrada del área del detector. Por esto se emplea a menudo la denominada *detectividad del área normalizada,* cuyo símbolo es *D** (es igual a [superficie]$^{\frac{1}{2}}$ / P.E.R.) para comparar y especificar detectores diferentes. Con lo indicado hasta ahora, se comprenderá que esta magnitud depende de la longitud de onda o temperatura de cuerpo negro de la radiación usada y de la frecuencia de medida de señal y ruido. Por esto se escribe, por ejemplo, *D* (5 μm, 800, 1),* para indicar un valor de *D** a una longitud de onda de 5 μm y una frecuencia de 800 Hz, indicando el 1 la normalización al ancho de banda unitario. Por otra parte, si se trata de una fuente de radiación de cuerpo negro, la definición puede ser, por ejemplo, *D* (500 °K, 90, 1).* Las dimensiones de esta magnitud son cm Hz$^{\frac{1}{2}}$ W^{-1}, y al contrario que la P.E.R., toma valores más altos para las células de mejor respuesta.

Condiciones de respuesta óptima

Las células fotoconductoras deben ser atravesadas por una corriente de polarización, para que sus variaciones de resistencia se traduzcan en variaciones de tensión. Los fotodiodos pueden necesitar también polarización. Todas las propiedades tratadas anteriormente variarán con la polarización. Existe una polarización óptima para la detectividad, y a menudo, también para el factor de respuesta. Esta polarización dependerá, ciertamente, del material semiconductor empleado, de la forma de la superficie sensible y de algunas pequeñas variantes entre detectores del mismo tipo. Una forma típica de variación es la representada en la figura 6. Podemos ver que, con polarización débil, el ruido es independiente de la polarización y es igual al ruido producido por efecto Johnson, mientras que el factor de respuesta aumenta linealmente, con lo cual la detectividad también aumenta. Hay una zona donde ambas varían

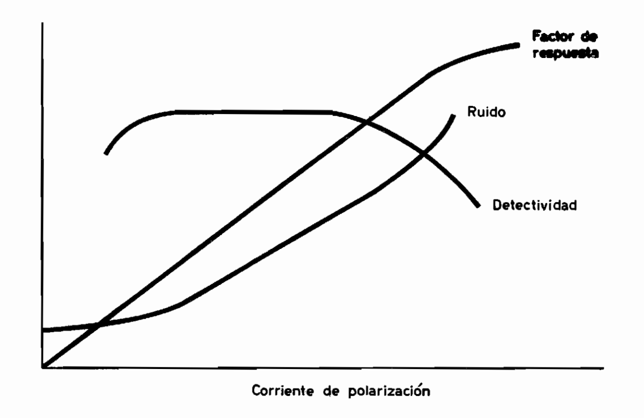


Fig. 6. Variaciones típicas de las propiedades de un detector con la corriente de polarización

proporcionalmente con la corriente, mientras que para corrientes de trabajo más altas, el ruido tiende a crecer más rápidamente y la señal menos rápidamente de lo que corresponde a una variación lineal. El margen de trabajo más apropiado para obtener la mejor relación señal-ruido puede verse en la figura 6.

Detectores de infrarrojo

El detector más adecuado para una longitud de onda dada es, normalmente, el que presenta el máximo de sensibilidad a esta longitud de onda, o a una ligeramente superior. Hay dos razones para esto. En primer lugar, los detectores sensibles a longitudes de onda mucho más largas que lo necesario requieren más refrigeración para reducir su propio ruido térmico. En segundo lugar, hay un límite teórico a la sensibilidad determinado por la cantidad de radiación que el detector recibe en su banda sensible, procedente de la radiación térmica de fondo propia del ambiente, normalmente a 300 °K. Esta radiación tiene las características de un ruido, eleva el nivel de ruido en el detector y limita la detectividad posible a lo que se llama *valor limitado por la radiación de fondo* (BLIP). Con longitudes de onda de hasta 10 μm, este valor límite disminuye con la longitud de onda y por eso cualquier sensibilidad más allá de la longitud de onda necesaria será casi siempre menor.

El gráfico de la figura 7 muestra este límite junto con el comportamiento de algunos detectores típicos que se describen más adelante. En cada caso se ha indicado la temperatura de trabajo y el *ángulo de captación* (FOV = *field of view*). Puede verse que algunos detectores presentan un comportamiento superior al límite teórico. Esto es debido a que están provistos de un diafragma refrigerado que restringe su campo de visión y, por consiguiente, la cantidad de radiación de fondo que reciben.

Fotodetectores de silicio y de germanio

El silicio y el germanio, sensibles hasta 1 μm y 1,8 μm respectivamente, son bien conocidos por sus aplicaciones en las que, normalmente, requieren una fuente emisora de tungsteno. Como ésta emite en la región visible, a menudo no se tienen en cuenta las posibilidades de aquéllos como detectores de infrarrojo, pero debería pensarse que el 90 % de la radiación de una lámpara de tungsteno típica se encuentra en la región del infrarrojo, gran parte del cual cae dentro de las bandas espectrales cubiertas por el silicio y el germanio.

No nos extenderemos aquí sobre las propiedades y aplicaciones de los fotodetectores de silicio y germanio, excepto para señalar que existen en forma de diodos y transistores, y que se dispone de muchas formas especiales de diodos de silicio, tales como células de gran velocidad de respuesta y células solares.

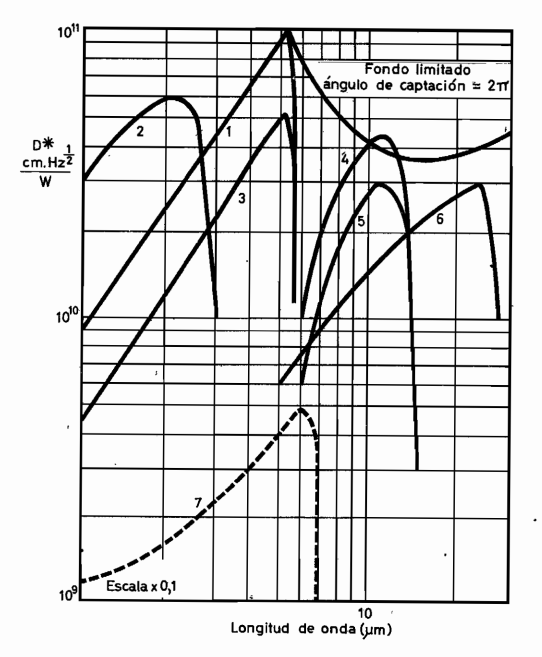


Fig. 7. Curvas típicas de respuesta

Curva 1. InSb, 77° K, ángulo de captación: 60°.
Curva 2. PbS, 300° K, ángulo de captación: 2 π.
Curva 3. InSb, 77° K, ángulo de captación: 2 π.
Curva 4. Ge:Hg, 35° K, ángulo de captación: 30°.
Curva 5. Ge:Hg, 35° K, ángulo de captación: 60°.
Curva 6. Ge:Cu, 4,2° K, ángulo de captación: 60°.
Curva 7. (escala × 0,1) InSb, 300° K, ángulo de captación: 2 π.

Detectores de sulfuro de plomo

El paso siguiente del máximo de sensibilidad al aumentar las longitudes de onda corresponde al sulfuro de plomo (PbS). Este material debe ser preparado de forma muy distinta a la del silicio y el germanio para obtener una buena fotosensibilidad. Puede depositarse por evaporación, en cuyo caso se emplea una pequeña cápsula de vacío. La capa recibe tratamiento durante y después de la depositación para conseguir una buena sensibilidad. Su detectividad típica D^* (2,2 μm, 800,1) a la longitud de onda de máxima sensibilidad es de 6×10^{10} cm $Hz^{\frac{1}{2}}$ W^{-1}.

La técnica de evaporación limita el tamaño y forma de los elementos que pueden fabricarse. Otro proceso empleado consiste en depositar la capa de sulfuro de plomo sobre un substrato aislante apropiado, por medio de una reacción química. Esto permite la formación de una capa que puede cortarse para obtener una gran variedad de formas y tamaños, incluyendo conjuntos de detectores elementales.

Toda célula de sulfuro de plomo tiene una alta impedancia (la resistencia por cuadrado es del orden del megohmio) y constantes de tiempo más bien largas (típicamente, de 100 a 400 microsegundos) comparadas con las de los otros detectores que consideramos en este artículo. En circunstancias normales, los detectores de sulfuro de plomo tienen una sensibilidad adecuada a la temperatura ambiente. Con todo, su comportamiento puede ser mejorado enfriándolos a una temperatura óptima que se sitúa alrededor de los − 30 °C (243 °K).

Detectores de antimoniuro de indio

Los mejores resultados del antimoniuro de indio (InSb) se consiguen enfriándolo a la temperatura del nitrógeno líquido (77 °K), obteniéndose entonces detectividades próximas al valor limitado por la radiación de fondo. Sin embargo, también se puede utilizar a temperaturas más elevadas. Es el único material semiconductor disponible corrientemente que puede responder a 7 μm, a la temperatura ambiente.

Los detectores fotoconductores se fabrican con monocristales dopados, preparados de modo parecido a lo que se hace con el germanio y el silicio. Estos cristales se cortan luego en piezas de tamaño adecuado y tan delgadas como sea posible. A la temperatura ambiente, su resistividad es baja y se obtienen detectores de unos 5 ohmios de resistencia por cuadrado. Su forma más común es la de largas cintas delgadas, o superficies que constan de un cierto número de estas cintas depositadas de modo paralelo, pero eléctricamente conectadas en serie. A estas temperaturas, es apreciable la influencia de la temperatura en su comportamiento y cada elemento necesita de un buen radiador. Enfriándolo mejora su comportamiento, de modo que estos detectores resultan especialmente adecuados para refrigeración termoeléctrica. El tiempo de respuesta es muy corto (unos 50 ns) y la detectividad D^* (6 μm, 800, 1) llega a 8×10^8 cm $Hz^{\frac{1}{2}}$ W^{-1}.

Los elementos detectores refrigerados se fabrican de un modo parecido y la principal diferencia estriba en el dopado del monocristal. El elemento sensible debe estar montado en una cápsula adecuada para la refrigeración. Normalmente es un pequeño frasco Dewar de cristal, con una ventana transparente para el infrarrojo, en el cual la refrigeración se consigue con nitrógeno líquido a 77 °K (vertiendo simplemente el nitrógeno líquido en el frasco o empleando un sistema de circulación del nitrógeno líquido para trabajo continuo), o bien por medio de un dispositivo licuador miniaturizado que actúe por efecto de expansión Joule-Thomson.

El descenso de temperatura eleva la resistencia a un valor más conveniente (unos 2.000 ohmios por cuadrado) y pueden obtenerse elementos que cubren una amplia gama de formas y tamaños. Se llega a conjuntos de 100 elementos de sólo 100 μm cuadrados cada uno en un solo dispositivo. Esos detectores están «limitados por la radiación de fondo» y, por esto, el empleo de una abertura refrigerada como parte del conjunto mejora la detectividad. Sin estas aberturas, se obtiene un valor de D^* (5,3 μm, 800, 1) de 5.10^{10} cm $Hz^{\frac{1}{2}}$ W^{-1}. Con un campo de visión restringido, son posibles valores mayores que 1.10^{11} cm $Hz^{\frac{1}{2}}$ W^{-1}.

Detectores de germanio dopado

Para longitudes de onda mayores que 5 μm, los detectores que utilizan impurezas controladas en el germanio son los que gozan de mayor desarrollo. En ellos, la radiación es absorbida por los electrones de las impurezas, lo que conduce a un menor coeficiente de absorción; de aquí viene la necesidad de elementos más gruesos. También es esencial enfriar el dispositivo para que los electrones de los centros de impurezas estén, inicialmente, a punto de ser excitados.

El germanio debe ser extremadamente puro, aparte de las impurezas añadidas intencionadamente. El mercurio y el cobre son los aditivos más usados. El mercurio responde a 14 μm y requiere enfria-

miento por debajo de 40 °K. Esto puede conseguirse con hidrógeno líquido producido por un licuador Joule-Thomson, o usando helio o neón líquidos.

Otro método de enfriamiento consiste en utilizar un dispositivo de expansión de circuito cerrado que utilice helio, por ejemplo. El cobre responde a 25 μm y requiere una temperatura inferior a los 10 °K, la cual se consigue con helio líquido. En ambos casos es posible una gran variedad de tamaños y formas. Normalmente es esencial una abertura refrigerada, de modo que con un campo de visión de 60° se obtienen detectividades superiores a 10^{10} cm $Hz^{\frac{1}{2}}$ W^{-1} para la longitud de onda de máxima sensibilidad.

Detectores extrínsecos de antimoniuro de indio

Para aplicaciones especiales de la radiación infrarroja más allá de 50 μm, se han desarrollado detectores más rápidos que los térmicos. Uno de estos dispositivos utiliza los niveles de impurezas en antimoniuro de indio, en el cual se obtienen energías de activación muy bajas. Estos elementos han de trabajar a temperaturas inferiores a la de ebullición del helio a la presión atmosférica, por lo cual el helio se emplea en un recipiente a baja presión. La respuesta de estos dispositivos se extiende de la región submilimétrica a la de microondas.

Desarrollos futuros

Puede parecer que los detectores descritos hasta aquí cubren todo el espectro infrarrojo. No obstante, hay otros materiales semiconductores que son interesantes, porque pueden dar mejores resultados o ser de manejo más cómodo. Uno de estos materiales es un cristal mixto de telururo de cadmio y telururo de mercurio, cuyo máximo de respuesta puede hacerse desplazar a lo largo de una amplia gama de frecuencias. Este material es especialmente interesante para aplicaciones alrededor de los 10 μm, valor que corresponde al máximo de emisión térmica de los objetos a la temperatura ambiente, y coincide también con una «ventana» de transmisión atmosférica. Los detectores de germanio dopado disponibles corrientemente para esta longitud de onda necesitan enfriamiento hasta la temperatura del nitrógeno líquido (77 °K), lo cual tiene sus inconvenientes; en cambio, es posible trabajar a temperaturas más altas con un fotoconductor intrínseco. Se espera que este material encontrará muchas aplicaciones.

Aplicaciones de los detectores de infrarrojo

La gama de detectores de infrarrojo corrientemente disponibles cubre todo el espectro del infrarrojo. Aunque las aplicaciones de estos detectores son numerosas, se pueden dividir en dos grandes grupos. Unas dependen de las propiedades de la radiación del cuerpo negro y se emplean para medición y control; otras dependen de las propiedades ópticas de diversos materiales (sólidos, líquidos y gaseosos) en la región infrarroja y sirven para análisis y control.

Objetos tipo cuerpo negro

En el primer grupo, las aplicaciones aprovechan la emisión del cuerpo negro que se emite de cualquier objeto a temperaturas por encima del cero absoluto. La figura 8 muestra la distribución de la energía radiada por un cuerpo negro a tres temperaturas distintas, mostrando un rápido aumento en la radiación total y el desplazamiento del máximo de la curva de distribución de la energía hacia las longitudes de onda más cortas. También se indica en la figura 8 la gama espectral útil de los tipos más comunes de detectores. Se deduce así la conveniencia de elegir un detector adecuado al espectro de emisión de la fuente que interesa. Por ejemplo, para un emisor a 300 °K, es deseable un detector que responda por lo menos a 10 μm, aunque por razones de orden práctico podrá preferirse, quizás, un detector de antimoniuro de indio. Un detector de sulfuro de plomo, probablemente, no será de ninguna utilidad.

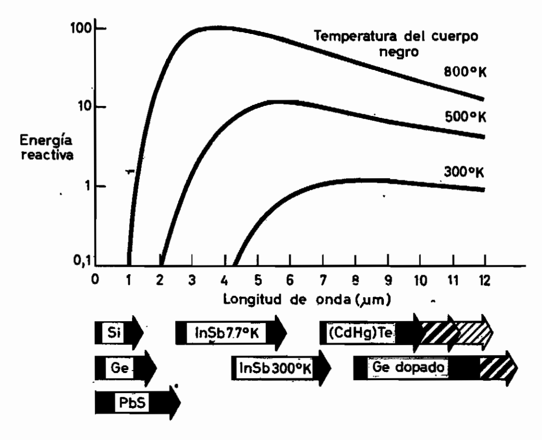


Fig. 8. Distribución de la energía radiada por el cuerpo negro a tres temperaturas distintas

Un detector que responda en la gama correcta de longitudes de onda puede emplearse en tres clases de aplicaciones: puede emplearse para detección de un objeto, medida de su temperatura o para obtener una imagen térmica.

Detección

Es evidente que la emisión procedente del objeto en cuestión debe diferir de la radiación de fondo en un cierto valor. Esto ocurre claramente con los llamados cuerpos *calientes* (una llama, por ejemplo), pero pueden encontrarse dificultades con objetos cuya temperatura sea próxima a la del ambiente; algunos objetos, considerados aquí como parecidos a un cuerpo negro, están indicados en la Tabla 2, con sus energías radiadas respectivas. El que uno de estos objetos pueda ser detectado o no por encima del fondo térmico ambiente, depende de si puede enfocarse o no hacia el detector una radiación suficiente para dar un cambio de señal superior a la del ruido propio del detector y del amplificador y mayor que cualquier ruido extraño. Así pues, para aumentar la sensibilidad puede ser necesario el empleo de una amplia abertura en el sistema óptico receptor. Una banda pasante estrecha, con un tiempo de respuesta largo, disminuirá el ruido y proporcionará una mayor sensibilidad. También será necesario detectar un cambio en la salida para indicar la presencia del objeto. Tales sistemas pueden servir para detectar el paso de objetos que estén a unos grados por encima de la temperatura del medio, o para detectar un objeto inmóvil mediante un sistema óptico de *exploración*. La figura 9 muestra el principio del sistema.

Algunas de las aplicaciones más conocidas de

Tabla 2. Radiación emitida por diversos objetos

Objeto	Temperatura (°C)	Energía total (W/m^2)	Energía entre 0 y 5μm (W/m^2)
Hielo	0	320	2·2
Temperatura ambiente	22	430	5·2
Rostro humano	34	505	7·7
Taza de te	60	700	24·5

estos sistemas son la detección de personas. la presencia de partes recalentadas en sistemas mecánicos (cojinetes de los trenes, por ejemplo), distinción entre huevos fértiles y estériles en una incubadora, o la presencia de puntos calientes en cables.

Si se trata de objetos que están a una temperatura netamente más elevada que la del fondo, no es necesario detectar la diferencia entre la radiación del objeto y la del fondo, sino únicamente ajustar el sistema detector para que responda a un nivel

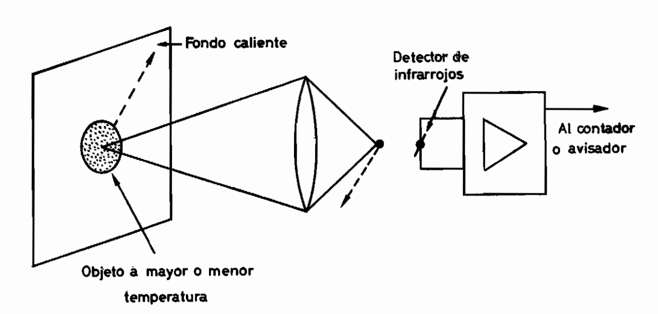


Fig. 9. Detección de un objeto móvil cuya temperatura es diferente de la del fondo térmico

dado de la radiación de entrada. Una aplicación de tales dispositivos es la detección del núcleo de un incendio, o sea del punto más caliente en medio de un ambiente lleno de humo.

Son posibles otras formas de detección, si la emisión es fluctuante, como en el caso de muchas llamas. Entonces puede usarse un amplificador que responda a la frecuencia de fluctuación de la emisión.

Las técnicas mencionadas ofrecen muchas posibilidades. La salida puede utilizarse, por ejemplo, para contar, para controlar un servosistema, o, empleando dos canales, para medir intervalos de tiempo y, por tanto, velocidades.

Medidas de temperatura

Para obtener la precisión esencial en las medidas de temperatura a partir de la radiación infrarroja emitida, es necesario medir generalmente la diferencia entre la salida del detector cuando enfoca el objeto en cuestión y una fuente de referencia alternativamente. Debe hacerse así porque la tensión de salida del detector es, normalmente, función de la temperatura del mismo detector, así como de la del objeto observado, y las desviaciones de la temperatura del detector pueden enmascarar la salida producida por el objeto. La medida de la diferencia entre la fuente que se mide y la de referencia puede obtenerse usando un interruptor de radiación, a me-

nudo formado por un disco giratorio segmentado. En este caso, la señal alterna de salida depende de la diferencia entre la emisión del objeto y la de la placa interruptora. Para objetos a temperaturas por encima de 100 °C, la radiación de un interruptor a la temperatura ambiente puede despreciarse en general, aunque ello depende en cierto modo de la respuesta en longitud de onda del detector empleado. Para temperaturas inferiores, la salida depende de la diferencia entre la temperatura del objeto y la de la placa del interruptor, a no ser que ésta refleje hacia el detector la imagen de una fuente de referencia, en los momentos en los que se interrumpe la visión del objeto. La figura 10 es el esquema de principio de un sencillo sistema de esta clase.

Con la conmutación periódica de la radiación se obtiene, además, la ventaja de poder utilizar un amplificador de corriente alterna con una pequeña banda pasante para reducir el ruido. Puede elegirse la

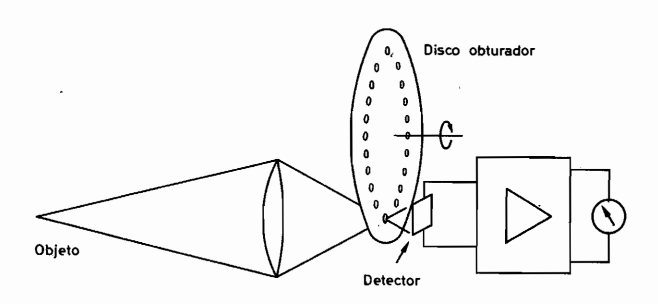


Fig. 10. Sistema radiométrico básico.

frecuencia de conmutación adecuada al mínimo factor de ruido del detector y del amplificador.

Si se efectúan medidas absolutas, podrá ser necesario tener en cuenta que la emisividad del objeto no es igual a la unidad. No obstante, debido a la rapidez de variación de la emisión con la temperatura, el omitir esta corrección no tiene siempre influencia sobre la temperatura indicada.

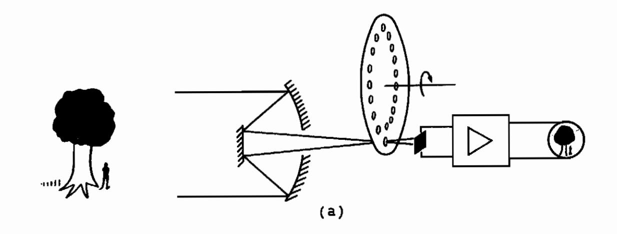
Las ventajas de las medidas de radiación de temperatura residen principalmente en el hecho de que no es preciso establecer ningún contacto con el cuerpo que se estudia. Así la temperatura del objeto no resulta seriamente perturbada, y la medida en cuerpos en movimiento no presenta dificultad alguna. Además, en muchos casos, no es necesaria ninguna preparación especial de la superficie, a menos que ésta tenga un poder emisivo muy bajo.

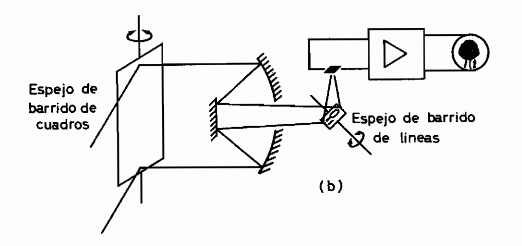
Las aplicaciones de esta técnica son demasiado numerosas para ser reseñadas aquí. Sólo mencionaremos dos ejemplos extremos: la medición de temperaturas de partes de circuitos integrados en funcionamiento y la medida de temperaturas de las paredes de los altos hornos.

Formación de imágenes térmicas

Muchas veces se necesitan imágenes térmicas si no se conoce la situación de las partes de un objeto cuyas temperaturas interesa conocer. La medición puede hacerse punto por punto, con un radiómetro, pero a menudo es más conveniente o esencial tener una imagen de las diferencias de emisión y, por consiguiente, de las diferencias de temperatura. Por ésto resultan muy interesantes los dispositivos que proporcionan tales imágenes térmicas.

Estas pueden servir para indicar zonas calientes, o para medir la temperatura real de determinados puntos de la imagen. El sistema más adecuado para obtener dicha imagen emplea un tubo parecido a los de televisión. La información para realizar esta imagen puede obtenerse de varias formas, como indica la figura 11. Una técnica explora la imagen (producida por un sistema de lentes o espejos) por medio





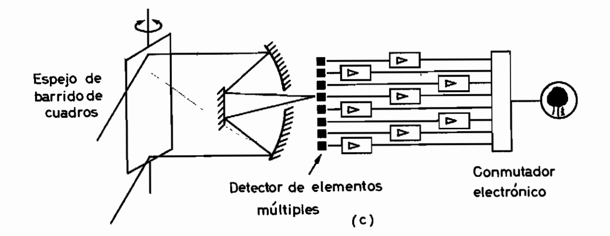


Fig. 11. Métodos para obtener la informacion aaecuada para una pantalla de televisión

a) Disco explorador de Nipkow.
b) Explorador de doble espejo.
c) Explorador con detector de varios elementos.

de un disco que tiene una espiral de orificios (disco de Nipkow). Detrás del disco, un detector produce una forma de onda eléctrica que puede ser empleada como señal de vídeo para el tubo de imagen.

En otro sistema, se hace desplazar la imagen de la escena sobre un pequeño detector mediante los movimientos sincronizados de dos espejos que dan el barrido de línea y de cuadro.

Un tercer método consigue más sensibilidad utilizando un conjunto de detectores, cada uno de los cuales explora una línea de la imagen, y un conmutador electrónico que conforma la señal de salida.

Las aplicaciones más conocidas de esta técnica se encuentran en el campo de la medicina, pero también se han propuesto y experimentado muchas aplicaciones industriales.

Análisis y control por absorción del infrarrojo

Las aplicaciones consideradas hasta aquí se basan en las diferencias de la radiación emitida. Otras aplicaciones se basan en las diferencias de absorción producidas por distintos materiales. El campo del análisis químico por espectroscopia de absorción del infrarrojo es bien conocido y se basa en el hecho de que la absorción, principalmente de materiales orgánicos es característica de un compuesto o tipo de estructura química determinada. Se espera que la aplicación de estas técnicas fuera del laboratorio aumentará rápidamente al disponer de detectores seguros y sensibles. Las mejoras en la sensibilidad, velocidad de respuesta y longitudes de onda cubiertas, ampliarán todavía más el campo de aplicación de este tipo de medidas. Se trabaja mucho para mejorar el análisis de gases, el cual a menudo debe realizarse «in situ» y proporcionar una lectura rápida. Estas medidas tienen importancia creciente en sistemas tan variados como el control de los gases de escape de una central de gran potencia y el análisis de anestésicos. Otras aplicaciones son la detección de fugas en las tuberías de conducción de gases, o en equipos electrónicos de cierre hermético.



POCKETBOOK "Miniwatt"

Nueva edición con las características de válvulas, semiconductores, componentes y materiales

- Guías de equivalencias y sustituciones
- Indices y tablas de símbolos y abreviaturas en castellano.

¡Un valioso instrumento de trabajo que no debe faltar a ningún técnico!

Precio del ejemplar: 160 Pts.

De venta en
Librería Hispano-Americana
Av. José Antonio. 594
BARCELONA-7

ALARMA CONTRA INCENDIO

CON DETECTOR DE INFRARROJO

Se describe en este artículo un eficaz sistema de alarma contra incendios en el que se utiliza un detector de llama sensible a radiaciones infrarrojas.

Introducción

Las alarmas contra incendios son, normalmente de dos tipos, denominados *detectores «de calor»* y *detectores «de humo»*, respectivamente. En los detectores de calor, un termostato de acción doble actúa el dispositivo de alarma cuando se alcanza una temperatura predeterminada (unos 65° C), o cuando la rapidez con que aumenta la temperatura sobrepasa un nivel preestablecido. La limitación básica de este sistema es que, en general, el incendio debe estar ya muy extendido para que actúe la alarma. El funcionamiento del detector óptico de humo se basa en la presencia de partículas de humo en el aire. Como que la mayoría de los incendios producen una apreciable cantidad de humo al principio, este sistema tiene la gran ventaja de actuar pronto sobre la alarma. Sus limitaciones residen en el medio ambiente y en la naturaleza del incendio.

El sistema que se describe aquí consiste en un detector «de llama», en el cual la radiación infrarroja de la llama produce la señal de alarma por medio de un detector de infrarrojos. La principal ventaja de un sistema de este tipo es que se producirá la alarma tan pronto como aparezca una llama en el campo de visión del detector.

Sistema básico de la alarma contra incendios

Puede proyectarse un práctico sistema de alarma por detector de llama usando el detector de infrarrojos 119 CPY, pequeña célula de sulfuro de plomo, cuya superficie sensible es de 1 × 1 mm, y que tiene un máximo de respuesta espectral a 2,2 μm. Tratándose de un sistema detector de infrarrojos, esta alarma contra incendios es muy sencilla, ya que no requiere interruptores mecánicos ni sistemas ópticos complicados. La figura 1 muestra el esquema general de la instalación.

Para formar el detector completo, se agrega sólo un paso amplificador. Esto tiene la ventaja de que la señal de salida del detector es elevada, de modo que el sistema es menos propenso a responder a las

interferencias eléctricas entre el detector y el lugar en que se encuentra la central de alarma. Los detectores se colocan aislados o en grupos, de modo que la zona a proteger se encuentre dentro de su campo de visión, que en este caso es un ángulo sólido de unos 150° por detector. El margen de funcionamiento depende evidentemente del tamaño de la llama que puede tolerarse antes de que funcione la alarma.

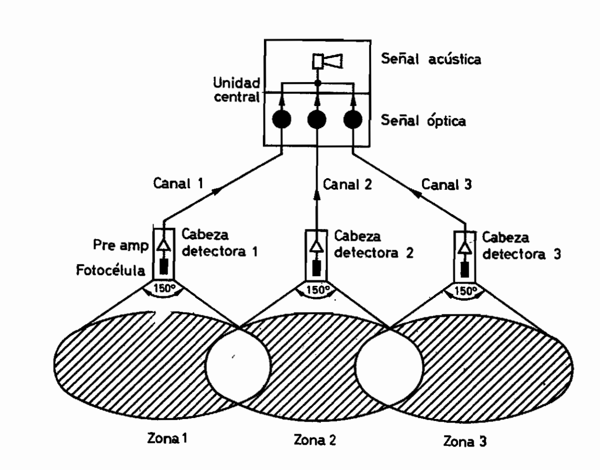


Fig. 1. Esquema del sistema de alarma contra incendios qué muestra las áreas protegidas

Las señales de alarma procedentes de cada zona son enviadas por canales separados a una central de alarma para que pueda localizarse rápidamente la situación del incendio. Una señal acústica común advierte del inicio del fuego, mientras que la zona afectada se indica por medio de lámparas. El prototipo, una instalación de tres canales (fig. 1), está alimentado con una fuente de 24 V, la cual puede obtenerse a partir de la red o de una batería.

Principios básicos

El detector de llama se basa en el principio de que el centelleo de una llama actúa como fuente intermitente de radiación infrarroja de alta energía, para la cual es sumamente sensible la célula de sulfuro de plomo. No obstante, el detector de infrarrojos no puede distinguir entre sí las diversas fuentes de rayos infrarrojos; por tanto, si se usa como detector de llama en una alarma contra incendios, hay que procurar distinguir las señales «verdaderas» de las señales «parásitas». Para el diseño del circuito, las señales parásitas se clasifican en continuas, como las producidas por la radiación de 100 Hz procedente de una lámpara de filamento de tungsteno alimentada por la red, y en transitorias, como las producidas por un cambio brusco en el nivel de la radiación de fondo. En el sistema de alarma descrito aquí, los métodos empleados para distinguir entre las dos clases de interferencias son los siguientes:

Interferencia continua

La principal fuente de señales de interferencia continuas es la radiación procedente de los sistemas de iluminación alimentados por la red. Este tipo de radiación es particularmente importante en las lámparas de filamento de tungsteno. Como la radiación emitida no depende del signo de la corriente, los sistemas de iluminación alimentados por una red de 50 Hz emiten una radiación de 100 Hz. Dado que esta frecuencia es considerablemente más elevada que la frecuencia típica del centelleo de una llama (10 a 20 Hz), la discriminación necesaria se consigue haciendo que el sistema sea selectivo respecto a la frecuencia.

Interferencia transitoria

Los grandes cambios en el nivel de fondo, como los que se producen al encender una luz, producirán señales transitorias de amplitud mucho mayor que las producidas por el centelleo de una pequeña llama. A no ser que el detector esté cuidadosamente colocado, o que la sensibilidad del sistema sea reducida (o ambas cosas), los componentes de 10 a 20 Hz de la señal transitoria provocarán una falsa alarma. Estas limitaciones no son deseables en un sistema de uso general. Por esto la discriminación de los transitorios se efectúa por medio de un circuito integrador. Las señales de salida del amplificador que precede a este paso se limitan a una amplitud tal que ningún impulso aislado disparará la alarma, mientras que un corto tren de impulsos, como los que produce una llama centelleante, alcanzará rápidamente el nivel de disparo.

Proyecto de la sonda detectora

En la instalación prototipo, se montó una sonda detectora completa dentro de una cápsula metálica normalizada, como las que se emplearon con el detector de sulfuro de plomo 61 SV; sus dimensiones son: 22 mm de diámetro y 41 mm de longitud. El circuito está representado en la figura 2. El proyecto

del circuito depende en gran manera de las limitaciones de volumen de la cápsula.

El circuito emplea dos células de sulfuro de plomo 119 CPY, una de las cuales sirve como compensador de temperatura para el elemento activo y está recubierta de forma que no reciba ninguna radiación. Puesto que las células responden a los cambios de temperatura, se emplea este montaje para mantener una tensión de polarización constante a través del elemento activo. Otra ventaja es que la célula puede acoplarse directamente al amplificador.

Para obtener la máxima transferencia de señal de la célula al amplificador de tensión que le sigue, la resistencia de entrada del transistor debe ser elevada. Si suponemos que las células tienen una resistencia de 200 kilohmios, es decir, que la resistencia del generador equivalente es de 100 kilohmios, es deseable una resistencia de entrada superior a 100 kilohmios.

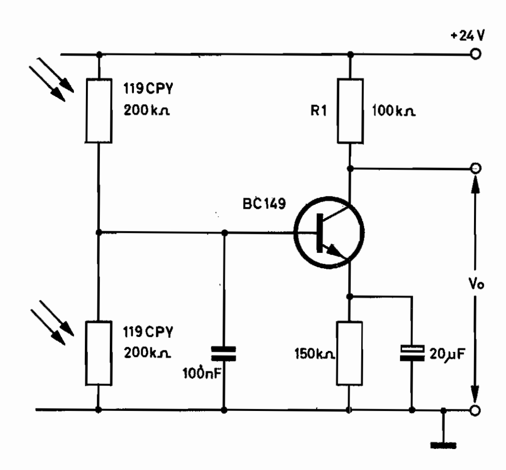


Fig. 2. Amplificador de la sonda detectora

En este circuito hay un compromiso entre la sencillez y la sensibilidad; se ha obtenido una resistencia de entrada del orden de los 100 kilohmios haciendo trabajar un transistor de elevada ganancia con poca corriente.

Las condiciones típicas de trabajo, con células de 200 kilohmios, están indicadas en la Tabla 1.

La ganancia del amplificador depende de la frecuencia, ya que la impedancia total del emisor depende de ella. Trabajando con corriente continua, cuando el desacoplamiento del emisor no actúa, la resistencia de emisor de 150 kilohmios limita la ganancia a menos de la unidad ($A = 100/150 = 2/3$). Debido a esto el amplificador no responde a los transitorios lentos.

En el caso ideal, para una frecuencia de centelleo de 10 Hz, el desacoplamiento del emisor debería ser completamente eficaz, de modo que la ganancia estuviera virtualmente determinada por r_e y fuera, por consiguiente, igual a 100.000/330, es decir, 300. Sin embargo, debido a las limitaciones de espacio, no es posible utilizar un condensador de más de 20 microfaradios. Este valor supone una reactancia de 800 ohmios a 10 Hz, lo que limita la ganancia aproximadamente a 100. No se ha hecho nada para mejorar la respuesta a bajas frecuencias empleando un condensador mayor, ya que la ganancia de 100 es más que suficiente.

Tabla 1

Alimentación	
V_s	= 24V
119CPY	
I_{cel}	= (24/400 000) A = 60µA
V_{cel}	= 12V
BC149	
V_{EE}	= 11,4V
$I_e = I_c$	= (11,4/150 000) A = 75µA
V_{CE}	= 16,5V
r_e(= 24/I_e en mA)	= 330Ω
h_{FE}	= 300
R_{in} (= $h_{FE}r_e$)	≥ 100kΩ

A una frecuencia de 100 Hz, para la que la reactancia es sólo de 80 ohmios, la ganancia se acerca al máximo de 300. Este aumento de la ganancia a 100 Hz puede tolerarse, ya que las señales de 100 Hz se atenúan fuertemente en los pasos siguientes.

Una cierta atenuación de la señal de 100 Hz se obtiene en la misma sonda, gracias al condensador de desacoplamiento de 100 nF. Para una señal de 10 Hz, la reactancia correspondiente (160 kilohmios) es mayor que la impedancia del generador equivalente, mientras que a 100 Hz es mucho menor.

Unidad de alarma central

La unidad de alarma central suministra la señal de alarma visual y acústica. Se conecta cada detector a un canal independiente, de modo que pueda determinarse fácilmente la localización del incendio. Cada canal contiene un elemento biestable que pasa a su estado conductor al recibir un impulso de alarma. En este estado, se activa simultáneamente una lámpara indicadora y una alarma acústica. Un tipo de circuito biestable adecuado, que puede ser accio-

nado directamente por el detector, está representado en la figura 3. Consta simplemente de dos transistores complementarios conectados como elemento PNPN.

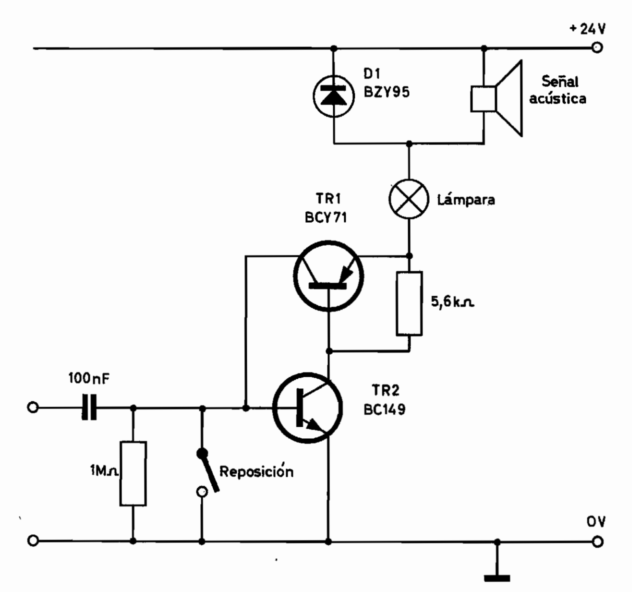


Fig. 3. Circuito biestable de la alarma central

Al recibir un impulso de alarma mayor que la tensión de umbral del transistor NPN (500 mV), el elemento PNPN conmuta al estado conductor. En este estado funcionan la lámpara indicadora del canal (15 V, 750 mW) y la alarma acústica.

Con una alimentación de 24 V, dispuesta de forma que exista una caída de 1,5 V en el conmutador PNPN y de 15 V en la lámpara, quedan 7,5 V disponibles para la alarma acústica. Esta tensión es adecuada para el modelo elegido, el cual, por tratarse de un elemento de alta impedancia (2.000 ohmios) necesita poca corriente (3,5 mA). Por tanto, la mayor parte de los 50 mA de corriente de la lámpara deben ser desviados a través de una derivación adecuada. Usando un diodo de referencia de 7,5 V, pueden funcionar al mismo tiempo varias lámparas, manteniéndose la adecuada tensión de trabajo. La reposición del circuito se efectúa cortocircuitando a 0 V la entrada del transistor NPN, lo que hace bascular de nuevo el circuito biestable.

Con los transistores de alta ganancia empleados, la corriente de base necesaria para conmutar es muy pequeña (< 1 μA), de modo que el circuito de conmutación no carga al detector. Con todo, a temperatura ambiente elevada, las fugas del transistor pueden ser suficientes para producir una falsa conmutación. Este efecto se elimina conectando un resistor en paralelo con el diodo emisor-base del transistor PNP, de modo que no conmute para corrientes inferiores a un nivel predeterminado. Con un resistor de 5.600 ohmios, el umbral de conmutación es de 100 microamperios.

Este sistema tan sencillo tiene una aplicación limitada, ya que el circuito no puede distinguir entre una llama y cualquier otro impulso parásito. Los circuitos descritos a continuación superan esta dificultad.

Circuitos discriminadores de la alarma central

En condiciones normales de trabajo, es esencial que el sistema sea capaz de distinguir entre el centelleo de una llama y los dos tipos principales de interferencia.

Discriminación de señales de 100 Hz

Bajo ciertas condiciones de trabajo, puede haber un fuerte nivel de radiación continua procedente del sistema de iluminación del ambiente. Así, por ejemplo, si el detector tiene delante una lámpara de tungsteno de 60 W a una distancia de 2 m, se producirá una señal de salida de 1,6 V. Para que el detector pueda trabajar en semejante ambiente, hay que introducir una atenuación adicional para 100 Hz en el primer paso del sistema.

Un sencillo método para producir la necesaria atenuación de tensión consiste en emplear un filtro RC. Los valores utilizados (150 kΩ, 100 nF) proporcionan una atenuación nominal de 20 dB a 100 Hz y de 3 dB a 10 Hz. Con tres filtros (fig. 4), se logra una atenuación de 60 dB a 100 Hz. Si es preciso, puede aumentarse este valor por medio de filtros adicionales. Como que se realiza una preamplificación de la señal en la sonda detectora (40 dB), la pérdida de señal producida por este filtro resulta tolerable. No disminuye la sensibilidad global, porque puede compensarse la disminución del nivel eficaz de la señal, aumentando la ganancia del paso amplificador siguiente.

Discriminación de señales transitorias

El segundo tipo de interferencia, las señales transitorias fuertes, se presenta, por ejemplo, cuando hay una brusca interrupción del nivel de radiación solar o cuando se enciende una luz. La frecuencia de interrupción es baja y la amplitud indeterminada, de

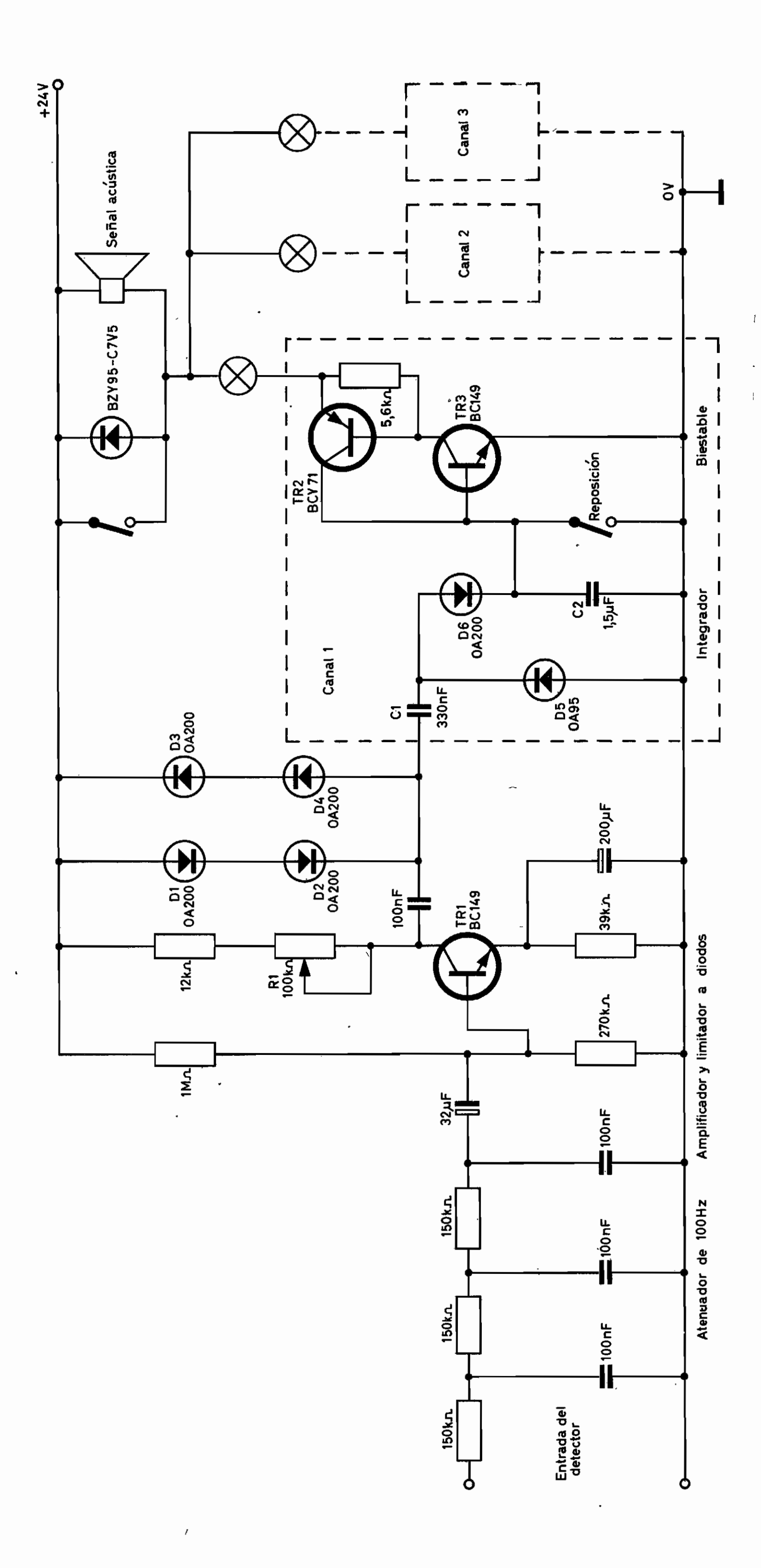


Fig. 4. Unidad de alarma central. Sólo se ha representado con detalle el canal 1

modo que es preciso un dispositivo más elaborado que un simple atenuador. Como se trata de un sistema multicanal, se ha reducido el circuito a un mínimo, pero, aún así, comprende dos pasos, un amplificador de tensión autolimitador y un circuito integrador con diodos.

Para una frecuencia de la señal de 10 Hz, el atenuador equivale a un generador de impedancia nominal igual a 100 kilohmios. Para máxima transferencia de la señal, el amplificador de tensión siguiente debería tener una resistencia de entrada mayor que este valor. Con todo, disponiendo de una ganancia elevada, puede tolerarse una cierta pérdida de señal, lo cual permite cierta simplificación del circuito.

Se trabaja con un bajo nivel de corriente para obtener fácilmente una elevada resistencia de entrada. Con una corriente de 100 μA, r_e vale 250 ohmios, y de ese modo con un transistor adecuado de alta ganancia ($h_{FE} > 300$) puede obtenerse una resistencia de entrada de 75 kilohmios. Asociado a la red de polarización de alta impedancia, da una resistencia de entrada total de 60.000 ohmios, lo cual no perjudica excesivamente a la señal.

Con una red de polarización que fije el potencial de base a 5 V, y el resistor de emisor de 39 kilohmios que establece una corriente de 100 microamperios, puede tolerarse una carga de colector de 180 kilohmios antes de que el transistor se sature. En la práctica, la carga puede ajustarse entre 12 y 112 kilohmios, por medio del resistor variable *R1* (100 kilohmios). Con la carga del emisor eficazmente desacoplada, la ganancia del amplificador puede ajustarse entre los límites correspondientes: 12.000/250 = 48 y 112.000/250 = 450. Con la ganancia ajustada para que la señal producida por el centelleo de una pequeña llama alcance el nivel necesario para ser detectada, los transitorios de gran amplitud sobrecargarán al amplificador. Todos los transitorios intensos deben tener una amplitud normalizada antes de pasar al «circuito integrador», por lo que es necesario algún sistema que limite su amplitud.

El método empleado consiste en conectar la salida del amplificador a través de un condensador de acoplamiento de 100 nF a las dos series de diodos *D1, D2* y *D3, D4*. La caída de tensión directa de las dos series de diodos fija el nivel límite a 1 V aproximadamente; la conexión inversa de los diodos asegura la limitación tanto para los semiperíodos positivos como para los negativos. Con este circuito, la entrada del integrador es una forma de onda cuya máxima amplitud es de $\pm$ 1 V, con respecto a la alimentación de 24 V.

En el estado inicial de c. c. sin señal de entrada, la entrada del circuito integrador estará a 24 V. No obstante, debido a que la resistencia de fugas del condensador de poliéster *C1* es mucho mayor que la del diodo de germanio *D5*, la tensión de entrada del circuito biestable *(TR3)* todavía será igual a cero.

Al llegar un impulso positivo, los condensadores *C1* y *C2* se cargarán rápidamente a través del diodo de silicio *D6* hasta el valor de pico. Los valores de *C1* y *C2* son tales que forman un atenuador capacitivo de relación 6:1, de modo que, incluso con un impulso máximo de entrada de 2,0 V (23 a 25 V), el correspondiente aumento de potencial en *C2* (suponiendo una caída de tensión directa de 0,5 V) es de sólo 250 mV. Este nivel de entrada es insuficiente para hacer bascular el circuito biestable.

Al final del impulso, *C1* se descarga rápidamente a través del diodo *D5*, ahora polarizado en sentido directo, mientras que *C2* se descarga lentamente a través de *D6* polarizado en sentido inverso. Al cabo de un segundo aproximadamente, ambos condensadores se habrán descargado y el circuito habrá vuelto a su estado inicial. No obstante, si dentro de este intervalo llegan otros impulsos, *C2* se cargará progresivamente acercándose al valor de pico de la señal de entrada. Cuando la entrada de *TR3* llega a unos 700 mV, el biestable bascula y pasa a su estado conductor.

Consumo de corriente

En condiciones normales de reposo, la corriente total consumida por canal es inferior a 1 mA. No obstante, con las lámparas indicadoras utilizadas en el prototipo, la alimentación deberá suministrar 50 mA por canal activado. Por esta razón puede ser preferible una alimentación a partir de la red, en lugar de pilas. Un sistema de alarma monocanal con indicador acústico solamente necesitaría un máximo de 10 mA en estado activo, lo cual permite realizar un sistema de alarma portátil alimentado con pilas.

Filtro óptico

La discriminación de señales de interferencia del espectro visible puede conseguirse por medio de un filtro óptico. En estas condiciones, al disminuir el peligro de una falsa alarma, puede aumentarse la ganancia del sistema. Con todo, el aumento total de «sensibilidad» del sistema dependerá del grado de atenuación que introduzca el filtro en la señal infra-

rroja útil. Para obtener poca atenuación de la señal, debe usarse un filtro de germanio ($\lambda c = 1,8\ \mu m$) o de silicio ($\lambda c = 1,2\ \mu m$).

Sensibilidad

Se ha incorporado un control de sensibilidad para obtener el valor óptimo de acuerdo con las condiciones ambientales de iluminación. Para que el sistema de alarma sea fiable, la sensibilidad no debe estar ajustada a un valor suficientemente elevado para sobrepasar un margen de falsa alarma aceptable.

Ajustando la ganancia del sistema al mínimo, es posible detectar el centelleo de una llama de 8 cm aproximadamente a una distancia de 6 m, dentro de un ángulo de 150° para cada detector. En condiciones ambientales favorables, que permiten utilizar la sensibilidad máxima, la distancia es aproximadamente el doble: unos 12 m para una llama de 8 cm.

DATA HANDBOOK SYSTEM

Colección de manuales en los que se publican datos y caraĉterísticas completas de válvulas y tubos electrónicos, semiconductores y circuitos integrados, y componentes y materiales (texto en inglés). Consta de tres series, con un total de 18 volúmenes. A continuación se indica el contenido de cada uno de estos volúmenes.

Precio de cada volumen = 250 Ptas.

ELECTRON TUBES

Part 1

Transmitting tubes (Tetrodes, Pentodes)
Associated accessories

Part 2

Tubes for microwave equipment
Miscellaneous devices

Part 3

Special Quality tubes

Part 4

Receiving tubes

Part 5

Cathode-ray tubes
Photo tubes
Camera tubes
Photoconductive devices
Associated accessories

Part 6

Photomultiplier tubes
Radiation counter tubes
Scintillators
Semiconductor radiation detectors
Miscellaneous nuclear devices

Part 7

Voltage stabilizing and reference tubes
Counter, selector, and indicator tubes
Trigger tubes
Switching diodes
Thyratrons
Ignitrons
Industrial rectifying tubes
High-voltage rectifying tubes

Part 8

T.V. Picture tubes.

Part 9

Transmitting tubes (Triodes)
Tubes for R.F. heating (Triodes)
Associated accessories

SEMICONDUCTORS AND INTEGRATED CIRCUITS

Part 1

General section
Signal diodes
Variable capacitance diodes
Voltage regulator diodes
Rectifier diodes
Thyristors
Rectifier stacks
Accessories and heatsinks

Part 2

General section
Germanium transistors
Photo devices
Accessories and heatsinks

Part 3-4

General section
Silicon transistors
Accessories and heatsinks

Part 5

General section
Digital integrated circuits
Linear integrated circuits

COMPONENTS AND MATERIALS

Part 1 Circuit Blocks, Input/Output Devices

Circuit blocks:
100 kHz Series
1-Series
10-Series
20-Series
40-Series
Norbits (60-Series)
Circuit blocks for ferrite core memory drive
Input/output devices
Accessories for circuit blocks:
Power supplies
Mounting chassis
Printed-wiring boards

Part 2 Resistors, Capacitors

Fixed resistors
Variable resistors
Non-linear resistors
Ceramic capacitors
Polycarbonate, paper, mica, polystyrene capacitors
Electrolytic capacitors
Variable capacitors

Part 3 . Radio, Audio, Television

FM tuners
Coils and resonators
Audio and mains transformers
Loudspeakers
Electronic organ assemblies
Television tuners
Components for black and white television
Components for colour television
Deflection assemblies for camera tubes

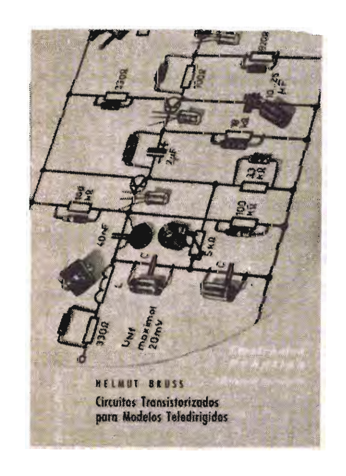
Part 4 Magnetic Materials, White Ceramics

Ferrites for radio, audio and television
Ferroxcube potcores
Microchokes
Ferroxcube transformer cores
Piezoxide
Insulating and dielectric materials
Permanent magnet materials

Part 5 Memory Products, Magnetic Heads, Quartz Crystals, Microwave Devices, Variable Transformers, Electro-mechanical Components

Ferrite memory cores
Matrix planes, matrix stacks
Complete memories
Magnetic heads
Quartz crystal units, crystal filters
Isolators, circulators
Variable mains transformers
Electro-mechanical components

LIBROS



EMISORAS CON TRANSISTORES PARA MANDO A DISTANCIA, de Helmut Bruss. Un volumen de 67 páginas (12 × 17 cm) con 51 figuras. Colección «Electrónica práctica». Marcombo. Barcelona, 1968.

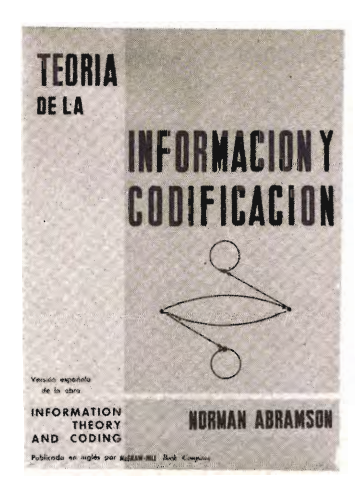
CIRCUITOS TRANSISTORIZADOS PARA MODELOS TELEDIRIGIDOS, de Helmut Bruss. Un volumen de 130 páginas (12 × 17 cm) con 93 figuras. Colección «Electrónica práctica». Marcombo. Barcelona, 1968.

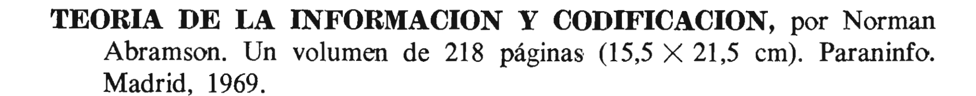
He aquí dos interesantes manuales eminentemente prácticos dedicados al estudio teórico y práctico de equipos electrónicos para modelos teledirigidos.

En el primero de ellos, después de una exposición de las normas legales que rigen para esa clase de dispositivos, se estudian en detalle cada una de las etapas básicas de los transmisores que se emplean para mando a distancia por radio: oscilador, paso final, antena, generador de modulación, modulador, etc. A continuación se describen varias emisoras experimentales, con indicación de las precauciones que deben tomarse en su construcción a fin de obtener un perfecto funcionamiento de las mismas. Se estudia asimismo el diseño de un emisor multicanal para la banda civil, una etapa de control para un emisor multiplex de tiempo y un emisor para la realización de un control proporcional.

En el segundo de estos manuales, después de unas consideraciones de carácter general, se describen algunos transmisores para modelos teledirigidos, tanto de un solo canal como multicanales y en sus dos versiones de funcionamiento, simultáneo y secuencial. En otro capítulo se estudian receptores en sus versiones de superregenerativo y superheterodino, dedicando especial atención a los decodificadores en sus modalidades de filtros LC, filtros RC y relés de resonancia. Como aplicación práctica se describen algunos receptores para modelos teledirigidos, tanto de construcción casera al alcance del aficionado como modelos comerciales más o menos elaborados.

Cada capítulo está abundantemente ilustrado con figuras sobre cuestiones teóricas y de aplicación práctica.




TEORIA DE LA INFORMACION Y CODIFICACION, por Norman Abramson. Un volumen de 218 páginas (15,5 × 21,5 cm). Paraninfo. Madrid, 1969.

En esta obra se presentan los conceptos básicos de la teoría de la información, evitando en lo posible limitarse al aspecto matemático de la teoría. Se exponen con claridad las relaciones entre la teoría de la información y el mundo real, así como la correspondencia existente entre las magnitudes sometidas a estudio y ciertos conceptos naturales, de aplicación en un vasto número de campos.

La obra comienza definiendo una medida de información y demostrando a continuación su validez y generosidad. En el capítulo segundo se estudian las diferentes fuentes de información. Los capítulos tercero y cuarto tratan de las propiedades de los códigos y de la codificación de las fuentes de información, dedicando especial atención al teorema de la codificación sin ruidos. Los capítulos quinto y sexto estudian los problemas planteados por la transmisión de mensajes a través de diversos tipos de canales y el segundo teorema fundamental de la teoría de la información, en el que se definen las condiciones que debe cumplir un mensaje para ser transmitido a través de un canal con ruidos.

Al final de cada capítulo se incluyen algunos problemas de gran interés práctico.



INTRODUCCION A LA FISICA ELECTRONICA, por J. G. R. van Dijck. Un volumen de 408 páginas (16 × 22 cm). Biblioteca Técnica Philips. Paraninfo. Madrid, 1968.

Este libro está dedicado no solamente a explicar de una manera simple y sin fórmulas el principio de los principales fenómenos físicos aplicados a la electrónica, sino que también presenta una sistemática completa de estos fenómenos relacionados entre sí por las diversas formas de energía que los liberan y que comprende tres grupos bien diferenciados: los fenómenos de carga y descarga eléctricas a través de los diferentes medios, los fenómenos de excitación y de radiación, y los fenómenos de ionización y de emisión de partículas libres.

Para dar una idea más completa del contenido de este libro, copiamos a continuación el título de los siete capítulos de que consta:

1. Estructura de la materia.
2. La energía y sus principales formas.
3. Fenómenos de carga y descarga.
4. Fenómenos de excitación y de radiación.
5. Fenómenos de ionización y de emisión.
6. Elementos de óptica electrónica.
7. Introducción al estudio de los dispositivos electrónicos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A

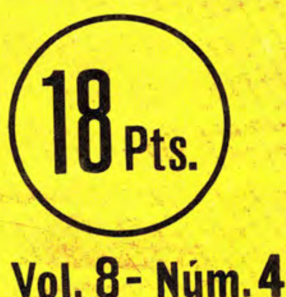
REVISTA MINIWATT - Copresa

BALMES, 22 - ***BARCELONA - 7***

REVISTA "Miniwatt"

TRANSMISORES con modernos transistores

REVISTA "Miniwatt"



Vol. 8 - Núm. 4

SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES (UNIDADES S.I.)

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián (radiante)	rad	
Angulo sólido	estereorradián (estereorradiante)	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	s^{-1}
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo, por segundo		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo, por segundo		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg \cdot m/s^2$
Presión (tensión mecánica)	newton por metro cuadrado		N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	newton·segundo por metro cuadrado		$N \cdot s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Capacidad eléctrica	faradio	F	A·s/V
Flujo magnético	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	V·s/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminación	lux	lx	lm/m^2

MULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
tera	T	10^{12}
giga	G	10^9
mega	M	10^6
kilo	k	10^3
hecto	h	10^2
deca	da	10

SUBMULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

REVISTA *Miniwatt*

Revista técnica bimestral dedicada a la Radio, Televisión, Telecomunicaciones, Amplificación, Industria y demás aplicaciones de la Electrónica

DIRECCIÓN: LUIS ROIZ NORIEGA
Doctor Ingeniero de Telecomunicación

REDACCIÓN: JUAN GARRIGA PUJOL
Licenciado en Ciencias

EDITADA POR:

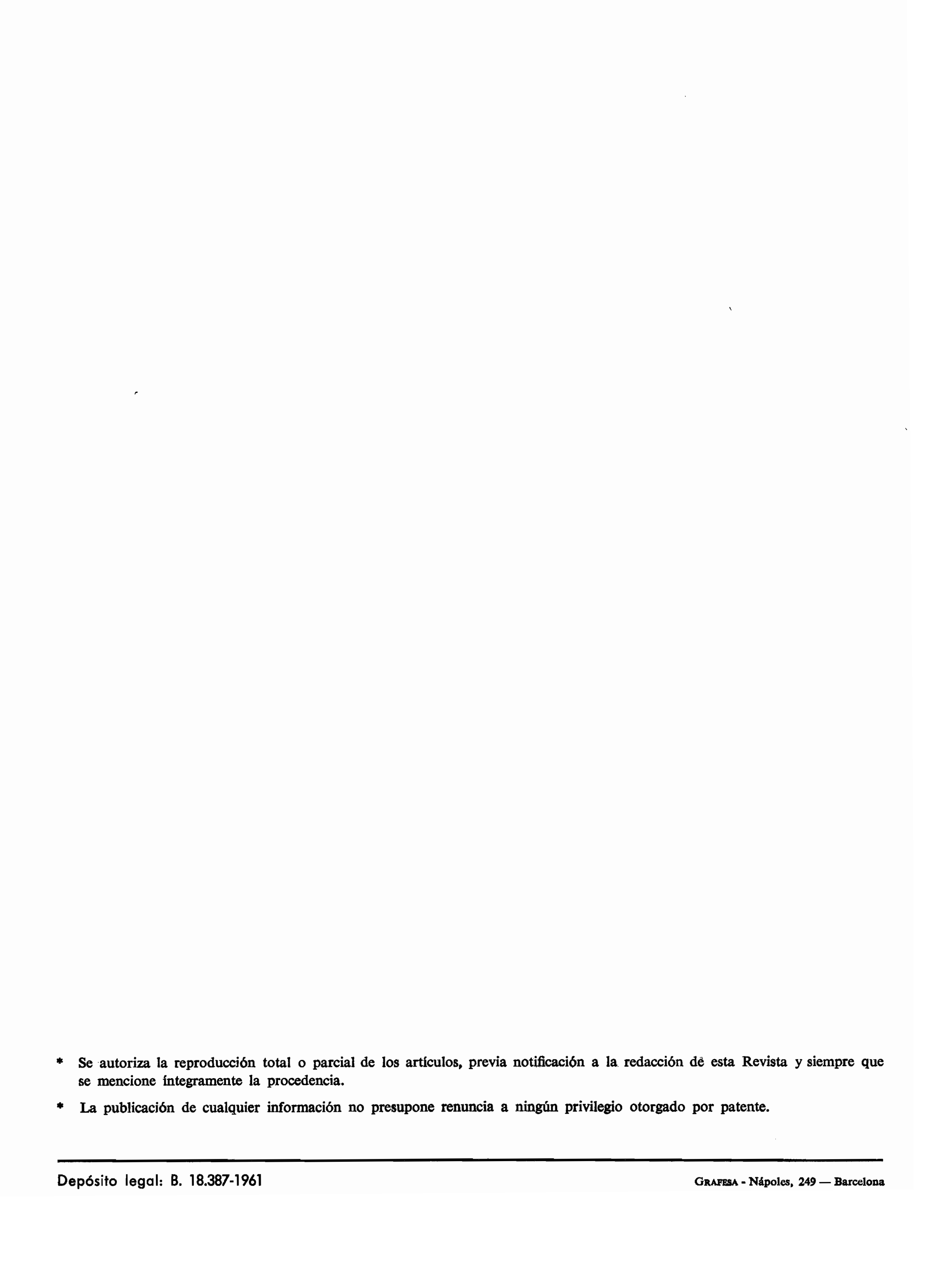
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA" S. A.

Balmes, 22 - BARCELONA - 7

Precio del ejemplar: 18 pesetas
Suscripción anual: 100 pesetas

JULIO 1969

Vol. 8, Núm. 4



Depósito legal: B. 18.387-1961

GRAFESA - Nápoles, 249 — Barcelona

INTRODUCCION AL EMPLEO DE LOS MODULOS CONTADORES SERIE 50

1. Cómputo unidireccional

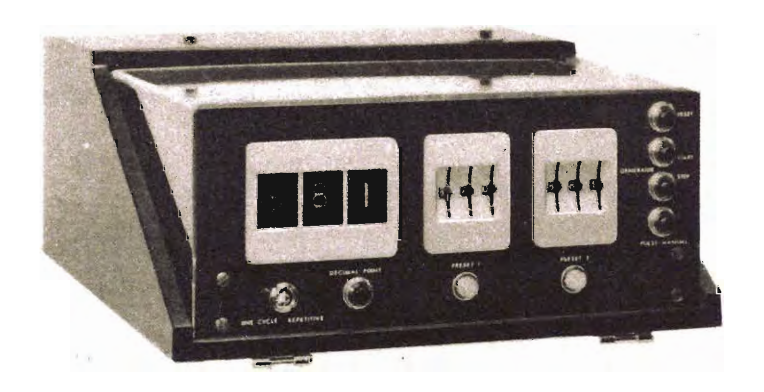


Fig. 1. Aparato contador realizado con unidades de la serie 50.

1. INTRODUCCIÓN

En los últimos tiempos ha aumentado el empleo de las técnicas de cómputo en la automatización industrial. Ello ha sido posible principalmente, gracias a la disponibilidad de contadores electrónicos de alta velocidad, formados por circuitos transistorizados de gran seguridad de uso. A pesar de que tales contadores se encuentren ahora a precios muy razonables, la necesidad de visualizar el funcionamiento del contador ha creado nuevos problemas técnicos de diseño y construcción. La serie 50 consta, entre otros, de elementos contadores decimales con SCS *(silicon controlled switch)* que llevan incorporada dicha visualización, obtenida gracias a tubos indicadores excitados directamente por elementos SCS. Por tanto, ello representa una solución muy interesante, tanto desde el punto de vista técnico como del económico.

Además de las décadas con indicación numérica visual, tanto unidireccionales como bidireccionales, la serie 50 comprende otras unidades auxiliares que permiten operaciones diversas, tales como la preselección, operaciones lógicas combinatorias y secuenciales, mando de unidades de potencia (lámparas, relés), etc.

El empleo de semiconductores de silicio garantiza una gran seguridad dentro de un amplio margen de temperatura ambiente (—25 °C a + 70 °C).

Indicamos a continuación algunos de los posibles campos de aplicación:

— cómputo de la producción industrial en general
— control de máquinas-herramientas
— control de máquinas bobinadoras
— control de máquinas para el embalaje y la confección
— sistemas de pesada y dosificado automáticos
— control de velocidad
— controles industriales en general (industria química, textil, papelera...).

La serie 50 está concebida para poder ser gobernada mediante distintos elementos transductores de entrada y también puede trabajar conjuntamente con relés estáticos de la serie Norbit-2, con los que son totalmente compatibles.

A continuación se describen las diversas unidades que integran la serie 50 con indicación de algunas de sus aplicaciones típicas. En particular, en la última parte se considera el empleo de transductores electromecánicos y electrónicos, con observaciones útiles sobre los sistemas que emplean esta serie, ya sea desde el punto de vista mecánico o eléctrico.

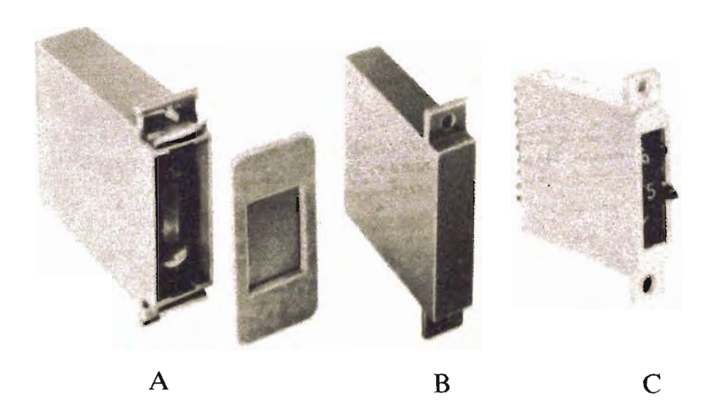


Fig. 2. En esta figura se muestran los tres tipos de cajas: A, B y C

2. GENERALIDADES DE LA SERIE 50

2.1. Características mecánicas

La fig. 2 muestra los tres tipos de módulos utilizados por la serie 50. Al tipo A pertenecen los contadores con indicación numérica visual. El tipo B es el utilizado por las unidades auxiliares, mientras que al C pertenecen los conmutadores rotativos de preselección.

Conexionado

Las distintas unidades de la serie presentan los terminales alineados en una o dos filas, y están concebidos para conexiones soldadas (véase fig. 3).

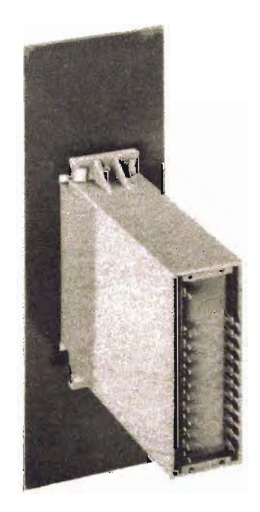


Fig. 3. Terminales de una unidad con indicación visual

Montaje

Los tres tipos de módulos mencionados se montan sobre el panel de forma muy sencilla.

Para los módulos del tipo A y C se dispone de las correspondientes carátulas de montaje para agrupar las unidades de visualización y de preselección desde un mínimo de un elemento hasta un máximo de seis.

La fig. 4 muestra las carátulas de montaje para las unidades A y C en un contador de tres décadas y dos grupos de preselección, formado cada uno por tres unidades.

Para el montaje de los módulos del tipo B se dispone de las correspondientes tiras metálicas.

En el apartado 7 se indican detalladamente los métodos de montaje para cada uno de los módulos A, B y C.

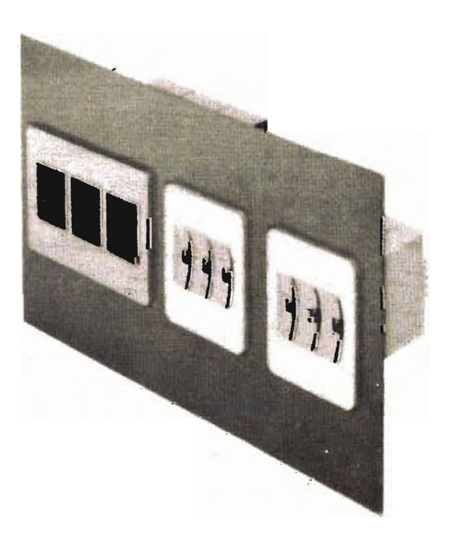


Fig. 4. Panel frontal con carátulas

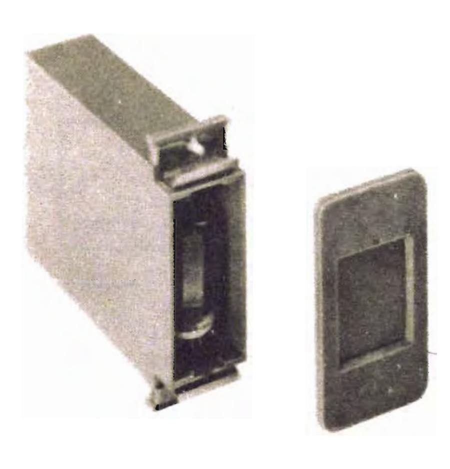


Fig. 5. Unidad con indicación visual NIC 50

Características eléctricas

Frecuencia de trabajo:	50 kHz máximo
Temperatura ambiente de trabajo:	− 25 °C a + 70 °C
Idem de almacenamiento:	− 40 °C a + 85 °C
Tensión de alimentación:	
a) para las unidades lógicas:	+ 24 V c,c. ± 10 %
Las unidades de salida pueden funcionar a:	24 V c.c. ± 25 %
b) para los tubos indicadores:	+ 250 V c.c. ± 18 %

3. DESCRIPCIÓN DE LAS UNIDADES DE LA SERIE 50

3.1. Contador unidireccional NIC 50

Se trata de una década unidireccional con indicación numérica visual de los dígitos 0 al 9, además del punto decimal (para indicar la posición de la coma). El símbolo correspondiente se muestra en la fig. 6.

3.2. Conmutador rotativo SU 50

Esta unidad, cuyo símbolo se representa en la figura 7, está formada por un conmutador rotativo unipolar de diez posiciones que sirve para predeterminar la salida del contador.

3.3. Unidad NOR triple 3 NOR 50

El objetivo de esta unidad es doble: uno de los tres circuitos NOR sirve para adaptar y decodificar las salidas de los contadores, mientras que los otros dos circuitos NOR pueden utilizarse para diversas operaciones lógicas; por ejemplo, para realizar la función memoria. El símbolo de esa unidad está representado en la fig. 8.

3.4. Unidad NOR cuádruple 4 NOR 51

Está constituida por cuatro circuitos NOR idénticos a los dos de la unidad 3 NOR 50 adecuados para operaciones lógicas; por tanto, sirve para efectuar ulteriores operaciones lógicas. El símbolo se muestra en la fig. 9.

3.5. Unidad formadora de impulsos y de puesta a cero PSR 50

Esta unidad tiene dos finalidades:

a) da la forma adecuada a los impulsos que proceden de los transductores de entrada y están destinados a los contadores.

b) proporciona las oportunas señales de puesta a cero para los contadores y, eventualmente, para otras unidades lógicas. El símbolo se muestra en la fig. 10.

3.6. Unidad de mando de lámparas y relés LRD 50

Esta unidad, cuyo símbolo puede verse en la figura 11, puede gobernar cargas de c.c. hasta un máximo de 300 mA para 30 V.

3.7. Unidad de alimentación PSU 50

Esta unidad proporciona tensiones de + 24 V c.c. para las unidades lógicas de la serie 50 y de + 250 V c.c. para los tubos indicadores. La unidad puede alimentar un contador de hasta 12 décadas. Tensión de red: 110, 220, 230, 240 V; frecuencia de red: 45 a 65 Hz.

3.8. Contador bidireccional RIC 50

Esta unidad está formada por una década bidireccional con indicación numérica visual.

3.9. Circuito de memoria MID 50

Esta unidad comprende un circuito de memoria

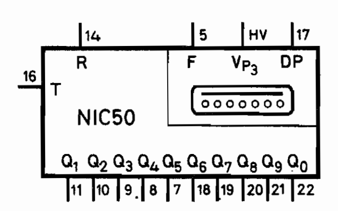


Fig. 6. Símbolo de la unidad NIC 50

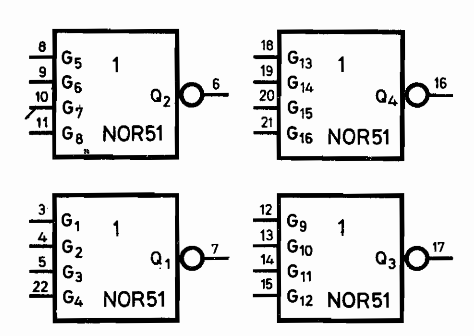


Fig. 9. Símbolo de la unidad 4 NOR 51

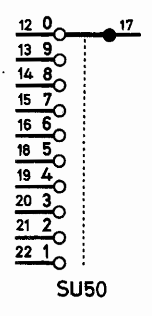


Fig. 7. Símbolo de la unidad SU 50

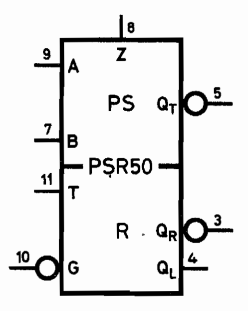


Fig. 10. Símbolo de la unidad PSR 50

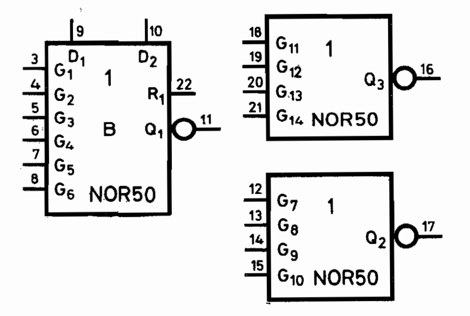


Fig. 8. Símbolo de la unidad 3 NOR 50

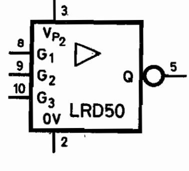


Fig. 11. Símbolo de la unidad LRD 50

para las décadas NIC 50 y RIC 50 y está preparada para indicación numérica visual (cifras 0 a 9) y también para la indicación del punto decimal.

3.10. Circuito indicador del signo SID 50

Esta unidad está prevista para mando y visualización de los signos + y —.

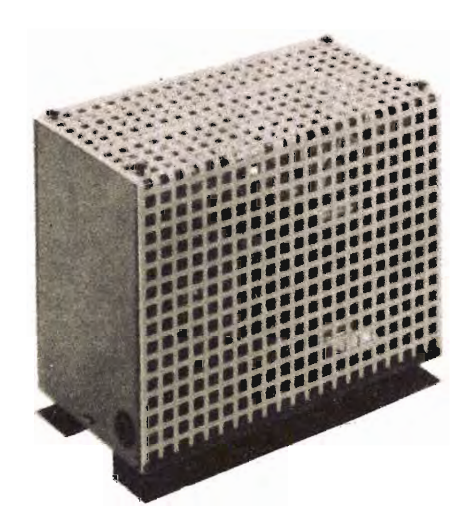


Fig. 12. Fuente de alimentación PSU 50

4. EJEMPLOS DE APLICACIÓN DE LA SERIE 50

Seguidamente se describen algunos ejemplos de problemas de cómputo con la eventual adición de operaciones lógicas para obtener sistemas de control completos.

4.1. Cómputo

Cómputo unidireccional

En la fig. 13 se presenta el esquema de bloques correspondiente a un contador unidireccional de tres décadas.

Nótense los siguientes detalles:

— los impulsos de entrada a la primera década se toman de la parte de la unidad PSR 50 destinada a la formación de impulsos.

— los impulsos de transferencia de una década a la siguiente se toman directamente del terminal 22 (Q_O).

— la puesta a cero de las décadas se efectúa mediante la parte correspondiente de la unidad PSR 50; para ello se aplica un impulso positivo en el terminal de entrada T de la unidad PSR 50, y entonces en el terminal Q_R se obtiene una señal que puede llevar a cero hasta seis décadas. Se aconseja utilizar siempre la unidad PSR 50 para poner a cero las unidades NIC 50 y RIC 50.

— en los contadores puros se puede trabajar hasta con una frecuencia máxima de 50 kHz. Esta frecuencia es independiente del número de décadas en cascada.

Consideraciones acerca de las unidades de decodificación

Para obtener salidas predeterminadas de los contadores, es preciso emplear las unidades SU 50 y 3 NOR 50. Antes de considerar los correspondientes circuitos, será oportuno recordar algunas cuestiones básicas sobre sistemas lógicos.

Al igual que los demás sistemas lógicos, la serie 50 se caracteriza por dos niveles lógicos de tensión, uno positivo alto, representado con el símbolo «1», y otro positivo bajo, representado por «0».

La década unidireccional NIC 50 presenta diez salidas, cada una de las cuales se encuentra normalmente en el nivel lógico «1». La salida que en un determinado momento corresponde al número contado en aquella década pasa del estado «1» al estado «0». Las salidas de la unidad NIC 50 gobiernan, directamente o a través de la unidad SU 50, la unidad 3 NOR 50, cuya función es doble, como se verá a continuación.

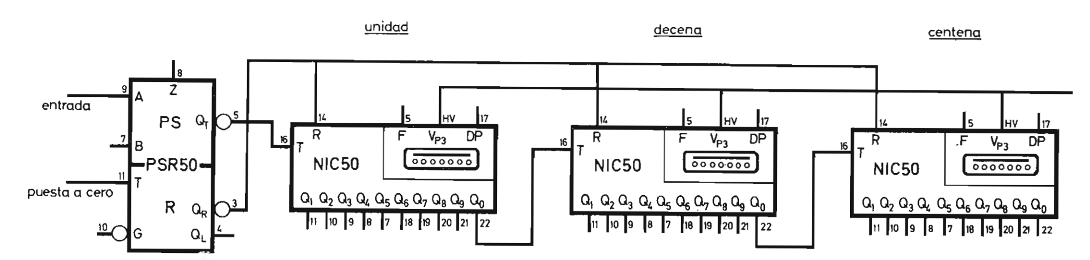


Fig. 13. Contador unidireccional con tres décadas

A. Circuito de adaptación a NOR

El circuito de adaptación a NOR, constituido por uno de los tres circuitos de la unión 3 NOR 50, posee seis entradas perfectamente compatibles con los niveles lógicos de la unidad NIC 50. Este circuito, como su nombre indica, se dispone normalmente entre los contadores y los circuitos lógicos sucesivos. Su funcionamiento se especifica en la «tabla de la verdad» simplificada de la fig. 14.

En esta tabla se observa que la salida (Q_1) es «0» cuando por lo menos una de las seis entradas es «1», y es únicamente 1 cuando todas las entradas son «0». En condiciones de funcionamiento normales, los terminales Q_1 y R_1 del NOR de adaptación deberían de estar conectados entre sí.

Como se describirá en la sección 4.2, este circuito proporciona un retardo conveniente para la señal.

G_1	G_2	G_3	G_4	G_5	G_6	Q_1
1	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0
		. . . etc.				
1	0	1	1	1	1	0
0	1	1	1	1	1	0
1	1	1	1	1	1	0
0	0	0	0	0	0	1

Fig. 14. «Tabla de la verdad» simplificada para la unidad NOR de adaptación

B. Doble NOR de cuatro entradas para operaciones lógicas

Como se ha dicho anteriormente, además de un NOR para la adaptación, la unidad 3 NOR 50 contiene otros dos circuitos NOR, cada uno con cuatro entradas para operaciones lógicas. Los niveles lógicos de salida de la unidad de adaptación son compatibles con las entradas de los restantes circuitos NOR.

Como muestra la fig. 15, mediante estos dos NOR se pueden realizar las operaciones lógicas Y, O, NO y MEMORIA. Se observará que las unidades 4 NOR 51 contienen cuatro circuitos NOR con cuatro entradas idénticas a las dos correspondientes de la unidad 3 NOR 50. Es también importante destacar que la salida del NOR de adaptación, los otros dos NOR de la unidad 3 NOR 50 y los cuatro NOR de la

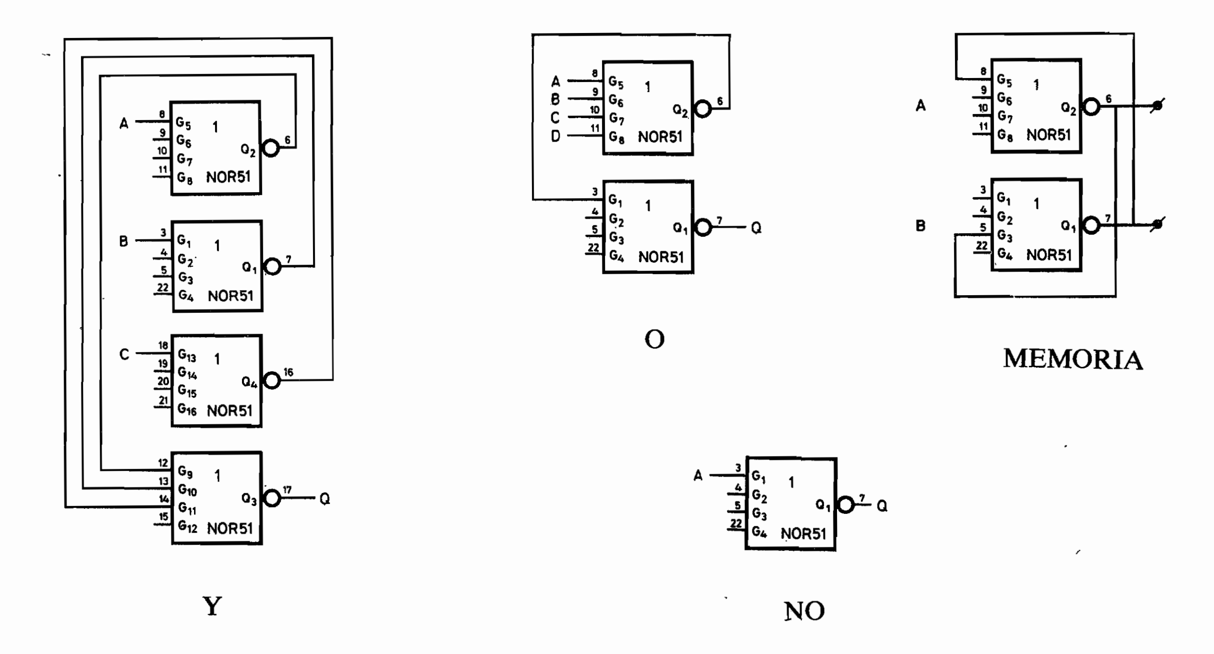


Fig. 15. Funciones lógicas fundamentales con circuitos NOR

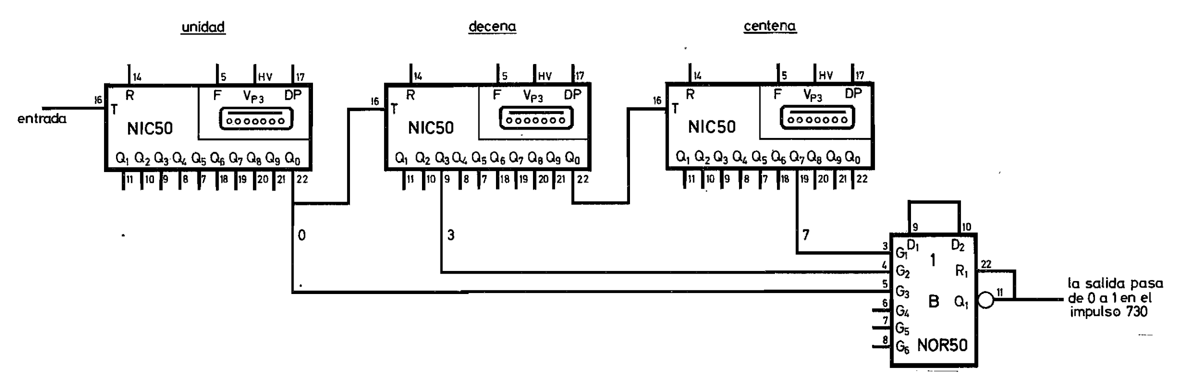


Fig. 16. Circuito contador con una sola salida predeterminada fija

unidad 4 NOR 51, son totalmente compatibles con los elementos de la serie NORBIT-2, siendo por ello posible realizar sistemas de control con elevado contenido lógico.

Cómputo con salidas predeterminadas

Salidas predeterminadas fijas

a) Una sola salida fija

La fig. 16 muestra el esquema de bloques de un circuito contador de tres décadas que proporciona un impulso de salida cuando el número de impulsos entregados al contador alcanza una cantidad predeterminada (en este caso 730). En otras palabras, al llegar a la cifra 730, todas las entradas del NOR de adaptación son «0» y, por tanto, la salida será un «1»; esta señal puede aprovecharse para gobernar determinadas operaciones. Obsérvese que las entradas del NOR de adaptación que no se utilizan pueden permanecer sin conectar.

b) Varias salidas fijas

Como se aprecia en la fig. 17, al circuito de la figura 16 pueden añadirse otras salidas fijas (en este caso 631 y 991). Téngase siempre presente que cada salida de las décadas puede gobernar hasta seis entradas de los respectivos NOR de adaptación.

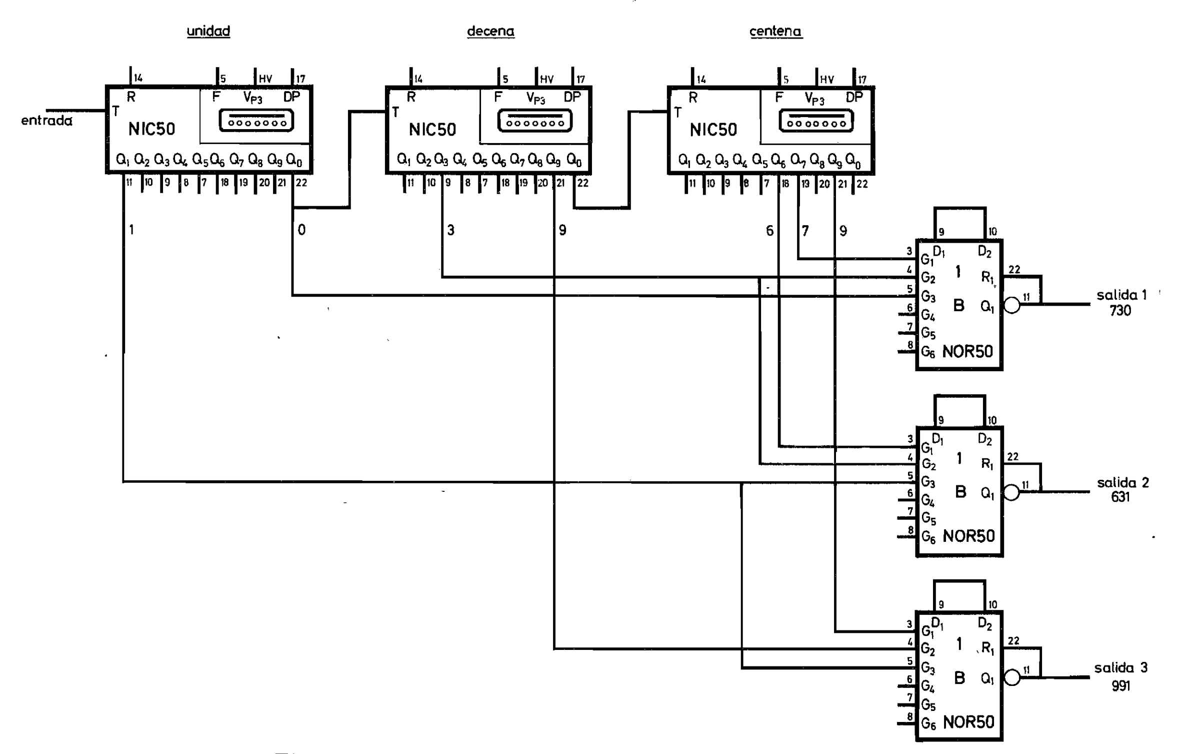


Fig. 17. Contador con tres salidas predeterminadas fijas

c) Salidas fijas con contador de más de seis décadas

En los ejemplos anteriores se ve que en la decodificación de las unidades NIC 50 corresponde una entrada de un NOR de adaptación para cada década. Siendo seis las entradas de este elemento, es evidente que en el caso de un contador constituido por más de seis décadas, será necesario conectar en paralelo, hasta un máximo de tres, los correspondientes NOR de adaptación.

Obsérvese que en este caso se deberán unir los terminales Q_1 y R_1 de uno solo de los NOR empleados (véase fig. 18).

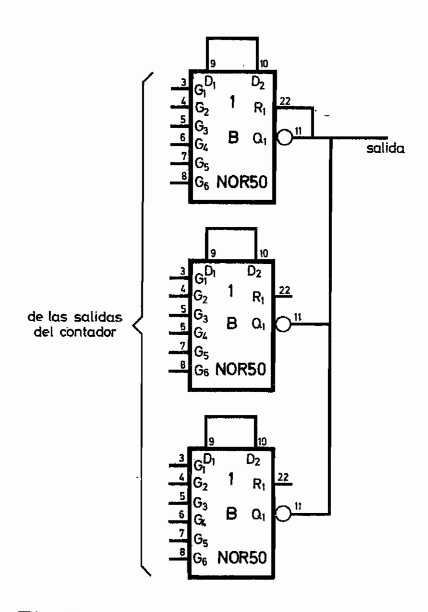


Fig. 18. NOR de adaptación en paralelo

Salidas predeterminadas variables

a) Una sola salida variable

La fig. 19 muestra el empleo de la unidad SU 50 para obtener un impulso de salida en el terminal Q_1 del NOR cuando la cuenta alcance el número 146, seleccionado mediante los tres conmutadores SU 50. Es obvio que este número puede variarse a voluntad, eligiendo en cada conmutador, mediante rotación manual, la cifra deseada de las diez posibles (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9).

b) Varias salidas variables

La fig. 20 muestra como pueden obtenerse varias salidas variables mediante el empleo de la unidad SU 50. Téngase presente que con cada contador es posible obtener hasta un máximo de seis salidas predeterminadas.

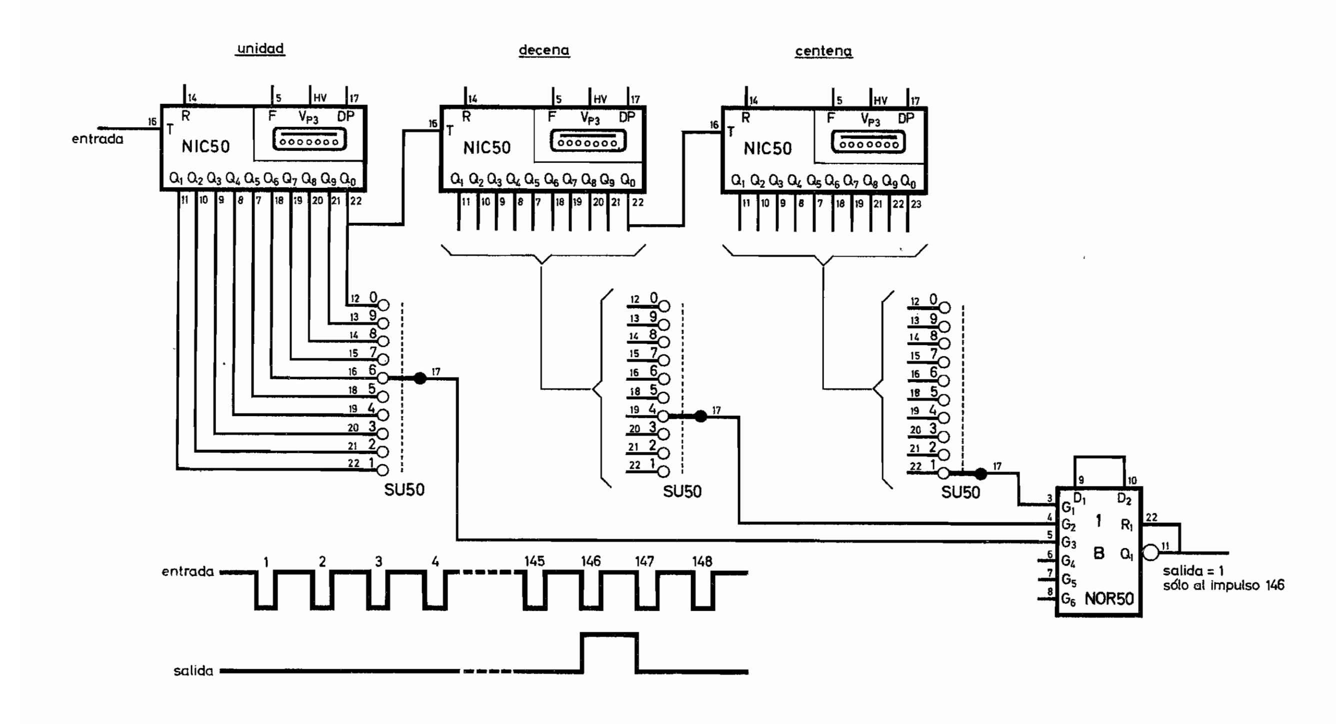


Fig. 19. Una sola salida predeterminada variable con unidades SU 50

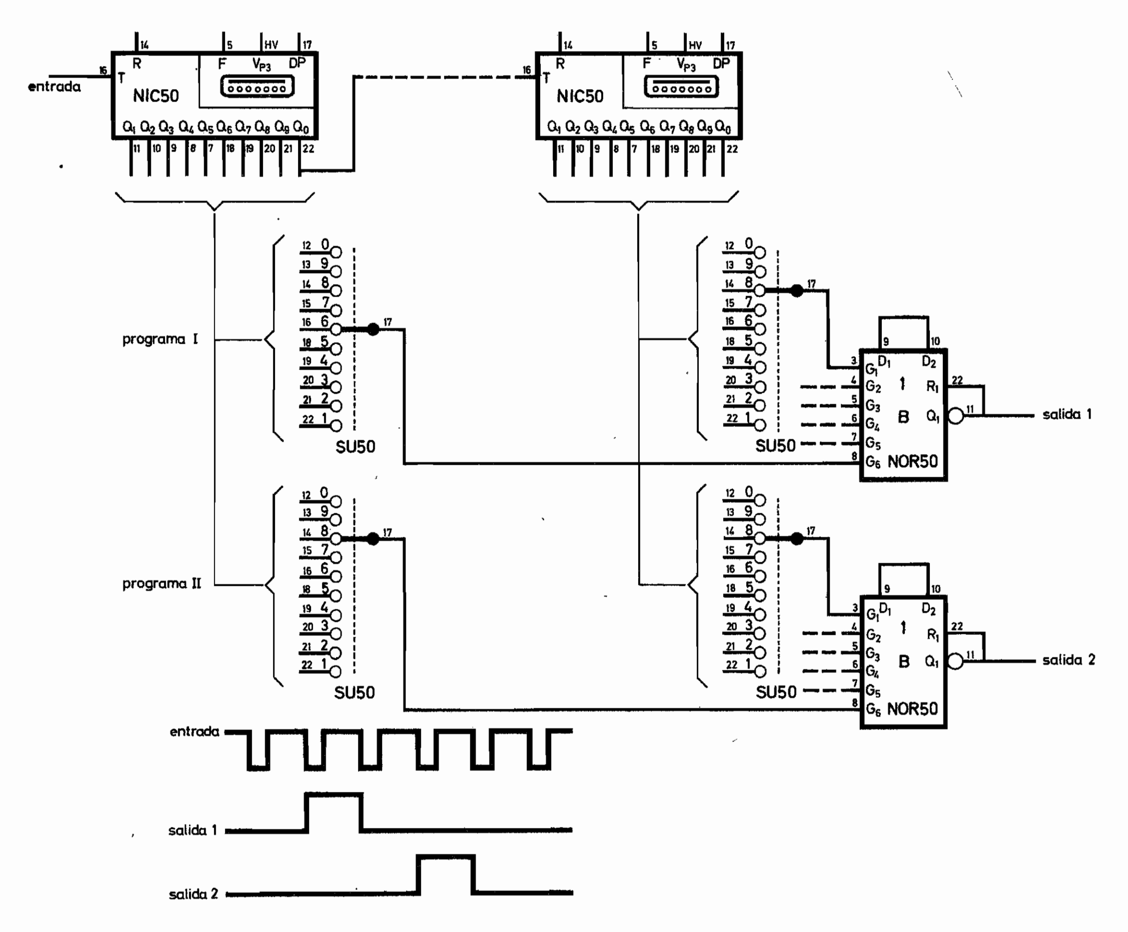


Fig. 20. Dos salidas predeterminadas variables con unidades SU 50

Utilización de las salidas predeterminadas

La salida correspondiente a un número predeterminado puede ser utilizada para el mando de otros circuitos que realicen funciones específicas.

Mando directo de la unidad LRD 50

La fig. 21 muestra una unidad NOR de adaptación unida directamente a la entrada de la unidad LRD 50, la cual, a su vez, gobierna una lámpara o relé. La unidad LRD 50 excita la carga cuando se aplica un «1» a su entrada y, por tanto, la carga permanece excitada mientras permanece invariable el número predeterminado.

Al emplear la unidad LRD 50 es preciso prestar atención a los siguientes puntos:

— Cuando esa unidad gobierna una carga representada por una lámpara, es preciso intercalar una resistencia limitadora de la corriente (R_S) y una resistencia de fuga (R_B), como se indica en la figura 21. Los valores de estas resistencias pueden deducirse del gráfico de la fig. 22.

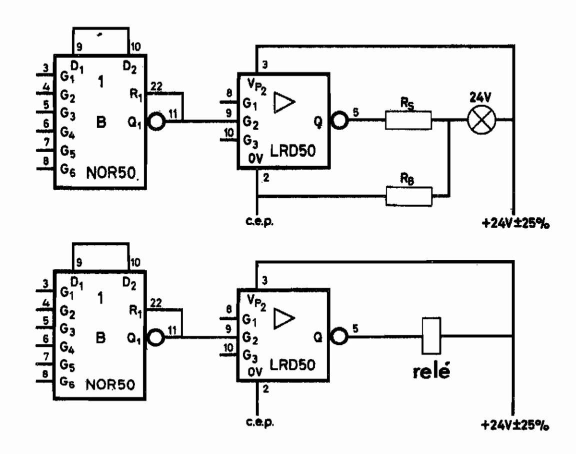


Fig. 21. Mando directo de una lámpara y de un relé mediante la unidad LRD 50

La carga puede alimentarse mediante la fuente de alimentación de las unidades lógicas, o por me-

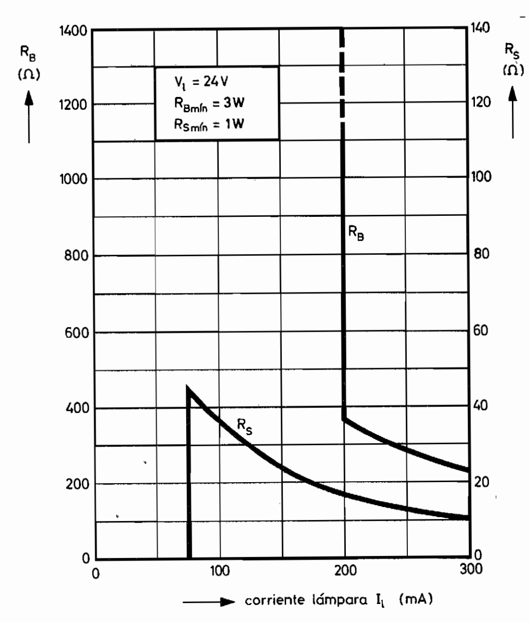


Fig. 22. Gráfico para determinar R_S y R_B: $I_l \leq 75$ mA, I $R_s = 0\,\Omega$; $I_l \leq 200$ mA, $R_B = \infty$

dio de una fuente de alimentación separada que suministre 24 V c.c. ± 25 % y capaz de entregar corriente suficiente. Esta última forma de alimentación es la más aconsejable por cuanto los transitorios de la conmutación permanecen separados de la alimentación de las unidades lógicas. Las conexiones necesarias para esta alimentación se indican en la sección 7.3. En cualquier caso es aconsejable unir el terminal 0 V (terminal 2) de la unidad LRD 50 al punto central de tierra del sistema y no a las otras conexiones correspondientes a 0 V.

— Una señal «1» en una sola de las entradas de la unidad LRD 50 excita ya la carga.

Mando de la unidad LRD 50 mediante lógica intermedia

Con frecuencia es necesaria una duración de la señal de salida mayor que la correspondiente a la frecuencia de trabajo. En este caso se puede utilizar, para memorizar la señal de salida, un circuito de memoria constituido por dos unidades NOR.

En la fig. 23 se muestra un circuito de memoria (formado por los NOR X e Y) gobernado por el NOR de adaptación, B. Al llegar al número prefijado por los conmutadores, la unidad LRD 50 recibe una señal «1» del circuito de memoria y, por tanto, excita la carga.

La puesta a cero del circuito de memoria puede llevarse a cabo de varias formas. Por ejemplo, se puede enviar una señal «1» al NOR «X», ya sea de modo manual a través de la unidad PSR 50 (fig. 23) o utilizando la salida correspondiente a otro número predeterminado, como indica la fig. 24. En la fig. 25 se ha representado el esquema de un circuito contador de tres décadas con tres programas de predeterminación.

A continuación se describe el funcionamiento de este circuito:

Correspondiendo con el número 104, todas las entradas del NOR W (afecto al programa 1) son «0» y, por tanto, entra en funciones el circuito de memoria 1, el cual a su vez hace encender la lámpara 1. Nótese que la memoria 1 puede bascular puesto que la memoria 2 está aún puesta a cero y entrega, por tanto, un «0» al NOR superior de la memoria 1.

Al llegar al número 256, la salida del NOR X (afecto al programa 2) es un «1» y hace bascular la memoria 2, la cual a su vez enciende la lámpara 2. Al mismo tiempo, sin embargo, la señal «1» de la memoria 2 pone a cero la memoria 1 y, por tanto, se apaga la lámpara 1. De modo análogo, al llegar al número 820, se enciende la lámpara 3 y se apaga la 2. Cuando el número de impulsos por las tres décadas llega a mil, todas las salidas Q_0 de estas déca-

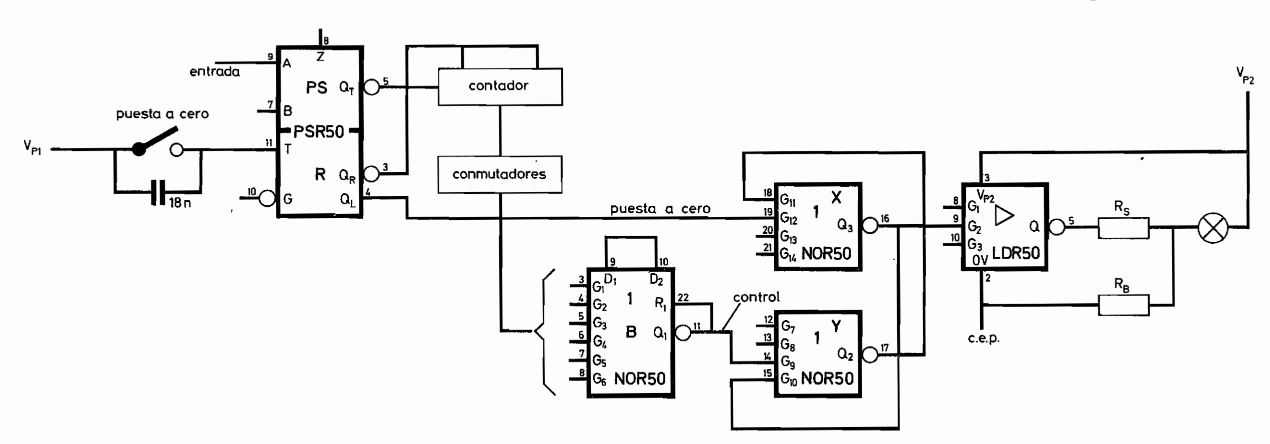


Fig. 23. Mando de una lámpara con memorización de la salida y puesta a cero manual

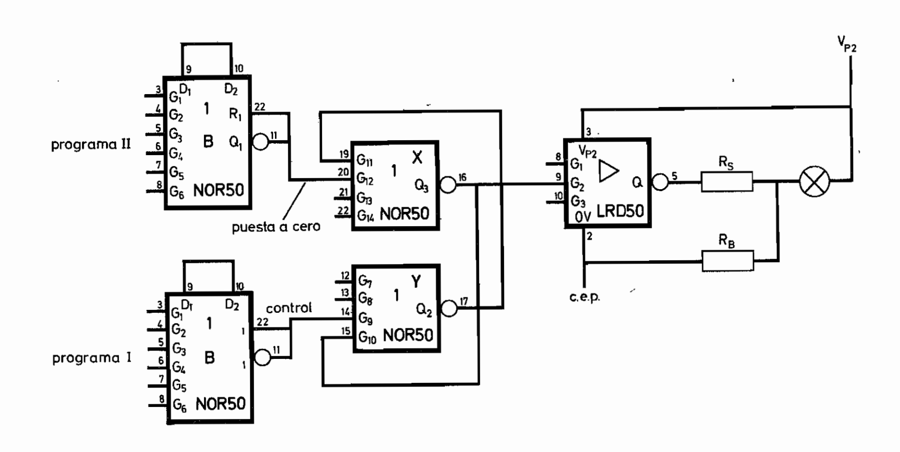


Fig. 24. Mando de una lámpara con memorización de la salida y puesta a cero automática

Fig. 25. Esquema con tres décadas y con tres programas prefijados. (Cada lámpara se apaga al encenderse la que le sigue.)

das son «0» y, por tanto, la salida del NOR Z pasa de «0» a «1» provocando la puesta a cero de la memoria 3. De este modo se apaga la lámpara 3.

4.2. Frecuencia de funcionamiento de la serie 50

En los sistemas contadores puros, esta frecuencia llega a un máximo de 50 kHz. Sin embargo, la eventual adición de salidas predeterminadas reduce esta frecuencia debido al retardo intencional que se verifica en el NOR de adaptación. Este retardo es necesario para evitar salidas decodificadas espurias que pueden producirse al pasar de determinados números a los inmediatamente siguientes. Por ejemplo, si se dispone en un contador de dos salidas predeterminadas para los números 490 y 400, cuando el contador pasa de 499 a 500 pueden realizarse las dos combinaciones; primero 490 y después 400, las cuales determinan dos impulsos de salida indeseables.

El retardo mencionado, con un valor máximo de 25 microsegundos, se obtiene uniendo D_1 y D_2 (terminales 9 y 10 respectivamente) de la unidad 3 NOR 50. Esta conexión se recomienda particularmente cuando se utilicen contadores NIC 50 en número superior a uno. El valor máximo de 25 microsegundos puede reducirse eventualmente a 10 microsegundos intercalando un condensador adecuado entre los terminales mencionados.

El tiempo máximo empleado por la unidad NIC 50 para pasar de un número al inmediatamente siguiente es de 10 microsegundos. Por lo tanto, las eventuales señales espurias que lleguen al NOR de adaptación, no pueden excitarlo durante más de 10 microsegundos y como el retardo introducido es mayor, resulta que el sistema es inmune a la presencia de señales espurias.

No obstante, los sistemas de cuenta están compuestos a menudo de varias décadas en cascada; en este caso el tiempo de retardo que se produce en el paso de un número al inmediato siguiente puede ser mayor de 10 microsegundos. Si n es el número de unidades en cascada, el tiempo máximo de este retardo vale 10 n microsegundos. Suponiendo que el número decodificado es el siguiente a este retardo máximo y considerando para el NOR de adaptación un retardo máximo de 25 microsegundos, puede escribirse que en el caso peor la salida decodificada sufre un retardo total máximo de (10 n + 25) microsegundos. Indicando por Z el tiempo empleado después por la salida de la unidad NOR de adaptación para excitar los circuitos lógicos que gobierna, la expresión mencionada vale entonces (10 n + 25 + Z) microsegundos y, por tanto, la frecuencia máxima de funcionamiento vale:

$$\frac{10^6}{10\,n + 25 + Z}\ \text{Hz}$$

En el caso del circuito representado en la fig. 25, esta expresión vale:

$$\frac{10^6}{30 + 25 + 10}\ \text{Hz} = 15{,}4\ \text{kHz}$$

Si se unen los terminales D_1 y D_2 del NOR de adaptación a través de un condensador adecuado, la frecuencia de funcionamiento será:

$$\frac{10^6}{30 + 10 + 10}\ \text{Hz} = 20\ \text{kHz}$$

Es evidente que estos cálculos se refieren al funcionamiento en las peores condiciones, lo que ocurre sólo en casos particulares. En general la frecuencia de funcionamiento del sistema será:

$$\frac{10^6}{6\,n + 10 + Z}\ \text{Hz}$$

que en el caso de la fig. 25 vale,

$$\frac{10^6}{18 + 10 + 5}\ \text{Hz} = 30\ \text{kHz}$$

Si la lógica que sigue al NOR de adaptación es de cierta complejidad, como en el caso de la fig. 26, el retardo que introduce esta lógica es suficiente y pueden dejarse sin conectar los terminales D_1 y D_2 del NOR de adaptación, sin peligro alguno de perturbación por señales espurias indeseables. En este caso, el retardo que proporciona el NOR de adaptación es de 2 microsegundos solamente.

La frecuencia de funcionamiento se deduce de

$$\frac{10^6}{6\,n + 2 + Z}\ \text{Hz}$$

A pesar de todo es aconsejable realizar la conexión de los dos terminales del NOR de adaptación, a menos de que no se requieran frecuencias superiores a unos 15 kHz.

4.3. Circuitos de puesta a cero

En las figs. 13 y 23 se han indicado ya varios circuitos de puesta a cero manual mediante el empleo

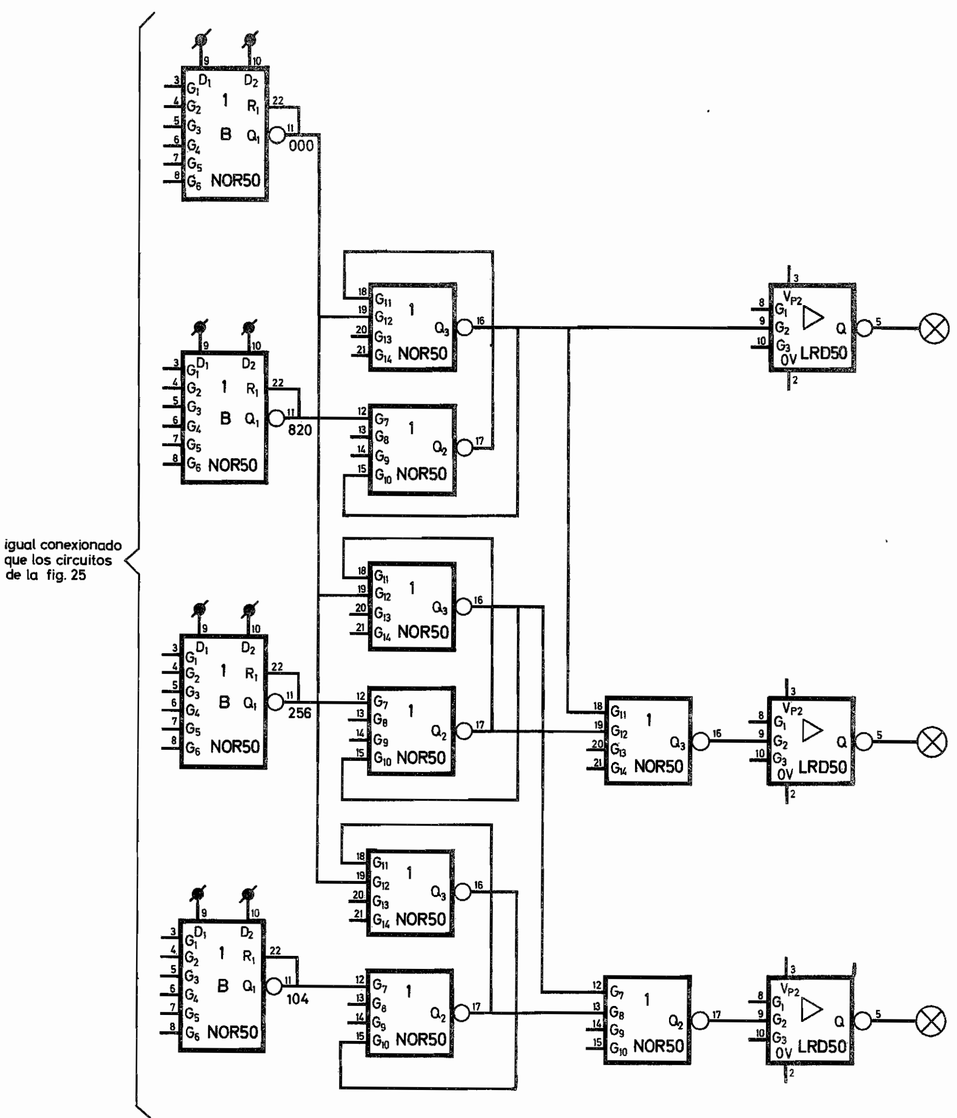


Fig. 26. Circuito lógico

de la unidad PSR 50; además, las figs. 25 y 26 contienen circuitos de memoria puestos a cero por otras unidades lógicas.

Sin embargo, en algunos sistemas contadores de cierta complejidad se requiere una puesta a cero automática al llegar a un cierto número prefijado, o se hace necesario inhibir la puesta a cero durante una determinada parte del ciclo de cuenta. Para todo ello se utiliza la unidad PSR 50.

Esta unidad presenta dos entradas, T y G, y dos salidas, Q_R y Q_L. La salida Q_R sirve para la puesta a cero de las unidades NIC 50, mientras que la salida Q_L está destinada a los circuitos de memoria.

La entrada T es la entrada para la puesta a cero, mientras que el terminal G puede servir para realizar un circuito puerta, o para inhibir el efecto de la entrada T.

En la fig. 27 se presentan, en función del tiempo, las señales de salida de la unidad PSR 50 en los terminales Q_R y Q_L por efecto de determinadas señales aplicadas a las entradas T y G.

En la parte A de esta figura se puede observar que la unidad PSR 50 produce impulsos de puesta a cero solamente cuando la señal aplicada a T pasa de «0» a «1», suponiendo que la señal aplicada a G sea «0» o que el terminal G esté sin conectar. En cambio, si la señal aplicada a G es un «1», entonces los impulsos aplicados a T no tienen ningún efecto sobre las salidas Q_R y Q_L, o sea, en otras palabras, la entrada T queda inhibida.

En la parte B de la fig. 27 se puede observar también que la unidad PSR 50 produce impulsos de puesta a cero cuando T es «1» y la señal aplicada a G pasa de «1» a «0», mientras que si T es «0»,

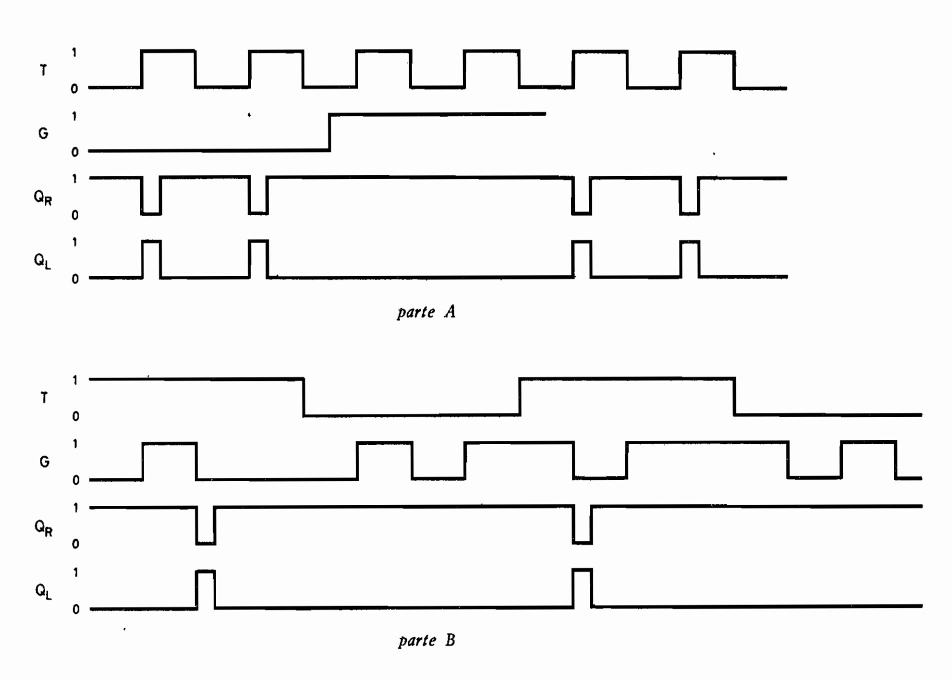


Fig 27. Diagrama entradas/salidas para la unidad PSR 50

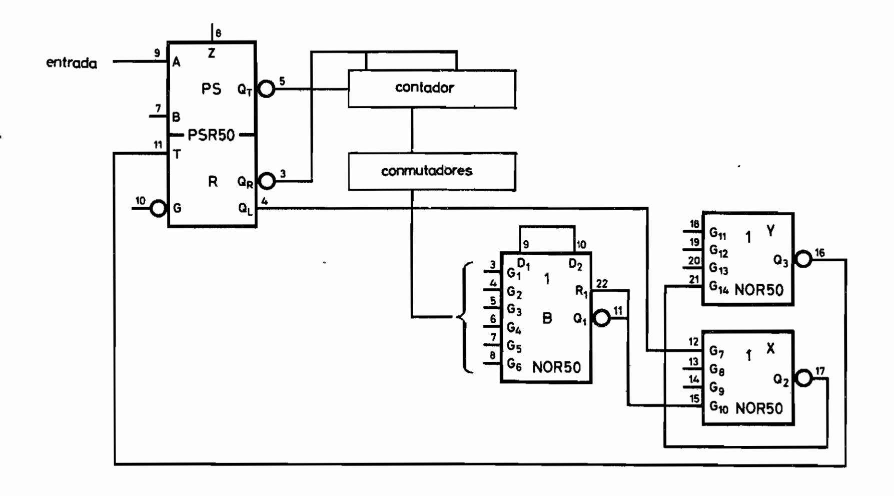


Fig. 28. Puesta a cero con la unidad PSR 50

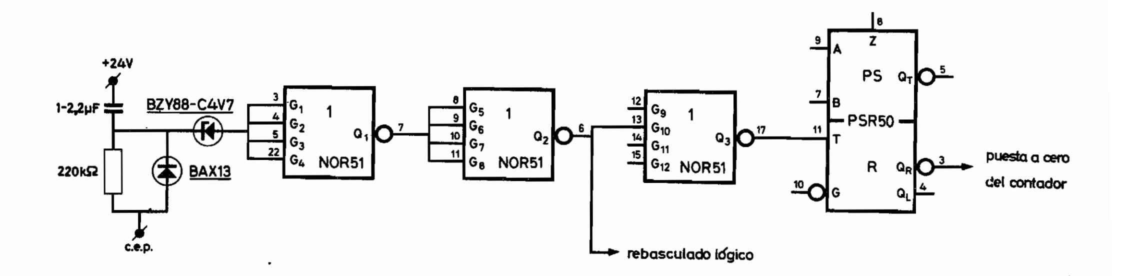


Fig. 29. Puesta a cero inicial automática

los impulsos aplicados en G no tienen ningún efecto sobre las salidas Q_R y Q_L.

Por lo tanto, mientras no son necesarios impulsos de puesta a cero, y para evitar que se generen señales de puesta a cero no deseadas, es aconsejable mantener el terminal T a «0» cuando G pasa de «1» a «0».

Puesta a cero automática a un número prefijado

En la fig. 28 se puede observar que la salida del NOR B, en correspondencia con el número prefijado, cambia de 0 a 1 y, por lo tanto, se aplica una señal «1» en la entrada T de la unidad PSR 50. Esta unidad, además de generar un impulso de puesta a cero en el terminal Q_R, que se aplica a las décadas, genera también una señal «1» en el terminal Q_L, la cual, aplicada al NOR X, mantiene la señal «1» en el terminal T de PSR 50 durante un tiempo suficiente para asegurar la puesta a cero del contador.

Puesta a cero automática inicial

En el momento de aplicar las tensiones de alimentación podría suceder que las décadas contadoras y los circuitos de memoria quedasen dispuestos en unas situaciones eléctricas no adecuadas. Por ello es necesario realizar lo que se llama la puesta a cero inicial. Uno de los circuitos utilizables para tal fin es el de la fig. 29.

Inicialmente el condensador se encuentra descargado y, por tanto, la salida del NOR B es «0» mientras que la del NOR C es «1». En el momento de conectar la alimentación, el NOR A recibe en la entrada una señal «1» gracias al condensador; por tanto, la salida del NOR B pasa de «0» a «1» provocando la puesta a cero de los circuitos de memoria. Cuando el condensador se ha cargado, la salida del NOR B vuelve a «0», mientras que la del NOR C pasa de «0» a «1». Como esta última salida está unida al terminal T del PSR 50, en el terminal Q_R de esta unidad aparece un impulso adecuado para poner a cero las décadas del contador.

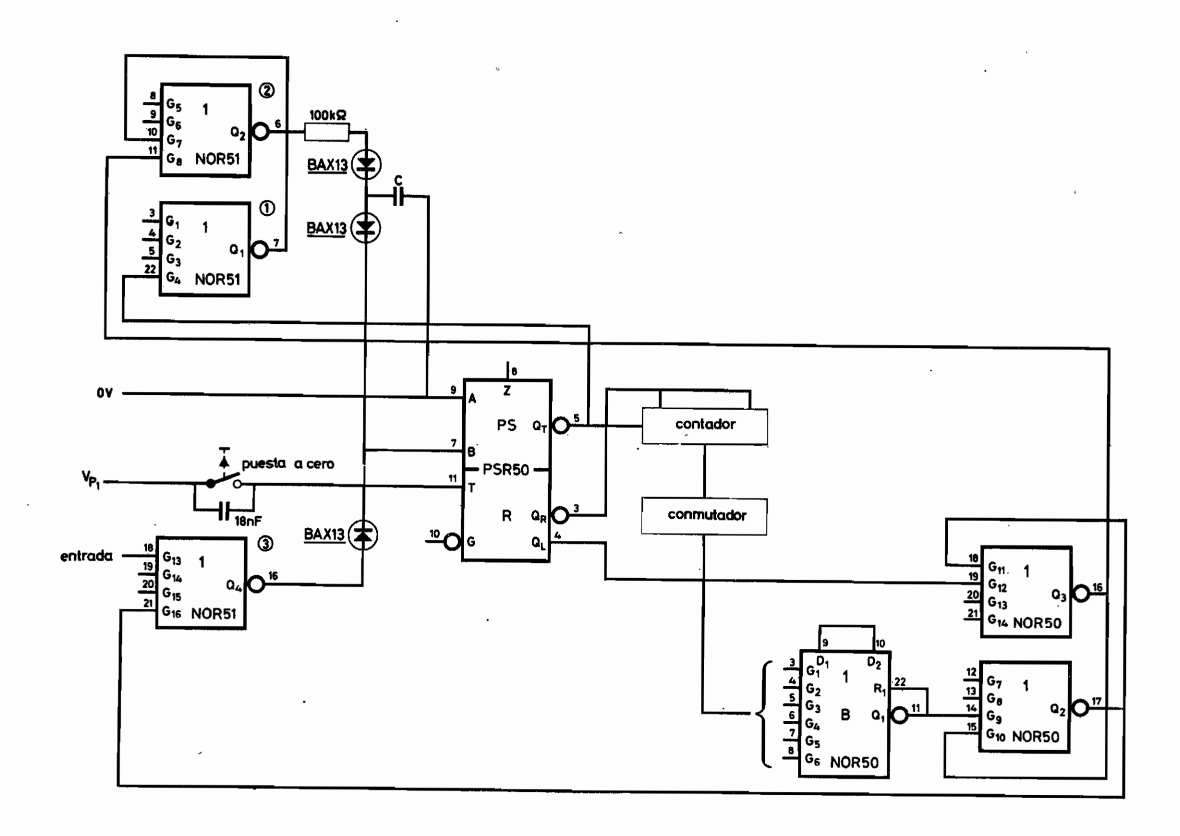


Fig. 30. Circuito con inclusión inicial de un número prefijado de impulsos

5. OTROS EJEMPLOS DE APLICACIÓN

5.1. Introducción de los impulsos de cuenta

En algunas aplicaciones, antes de iniciar la cuenta normal, interesa llevar el contador a un número de impulsos predeterminado. Para ello puede utilizarse el circuito de la fig. 30.

Los NOR 1 y 2 y la parte formadora de impulsos de la unidad PSR 50, están conectados de forma que se obtiene un circuito oscilador. Antes de llegar al número prefijado por los conmutadores, la señal aplicada al terminal G_8 del NOR 2 es «0», mientras que la aplicada a la entrada G_{16} del NOR 3 es un «1». Por tanto, los impulsos que llegan a la entrada del circuito de la fig. 30 quedan inhibidos y se cuentan los impulsos suministrados por el oscilador. Al llegar al número prefijado, la señal de salida del NOR B de adaptación pasa de «0» a «1», poniendo en funcionamiento la correspondiente memoria. Por consiguiente, las señales en los terminales G_8 y G_{16}, serán respectivamente «1» y «0». El oscilador queda inhibido y los impulsos a contar que se aplican a la entrada del NOR 3 llegan al contador a través de la unidad PSR 50. El circuito oscilador de relajación empleado será descrito en el apartado 6.2.5. El valor del condensador C que determina la frecuencia, puede deducirse del gráfico de la fig. 43.

5.2. Selección de programas secuenciales

En muchas aplicaciones es necesario que la apertura de las puertas de decodificación se efectúe de modo que los programas se sucedan en un determinado orden. Para este fin puede utilizarse la unidad NIC 50, de acuerdo con el circuito de la fig. 31.

Además, por ejemplo, para seleccionar un determinado programa, inhibiendo temporalmente todos los demás, puede emplearse la unidad SU 50. Para ello véase la fig. 33.

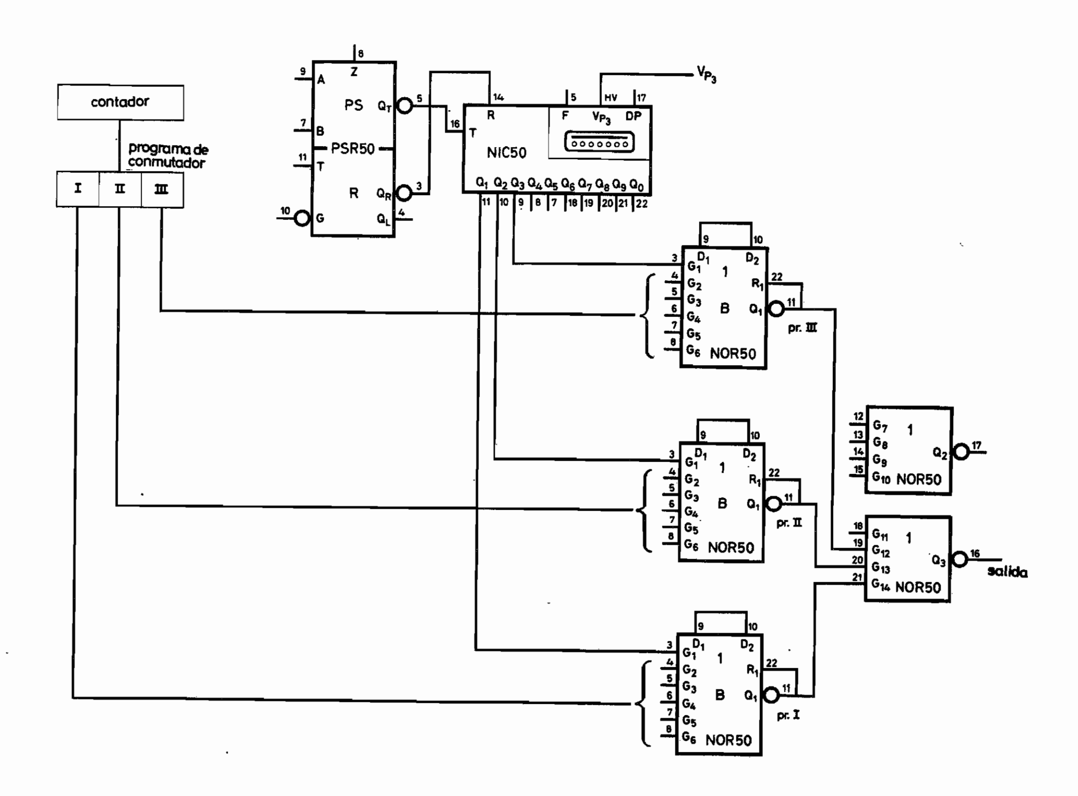


Fig. 31. Circuito para establecer el orden de sucesión de los programas

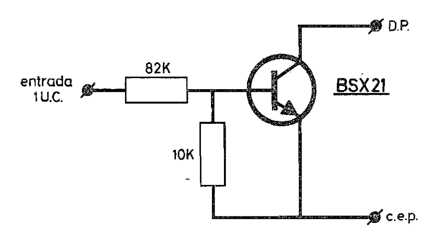


Fig. 32. Circuito para encender el punto decimal

5.3. Indicación del punto decimal

En la unidad NIC 50 puede encenderse un punto luminoso en la parte izquierda de la cara frontal. Este punto puede iluminarse conectando DP (terminal 17) a 0 V a través de un interruptor y una resistencia en serie de 1.000 ohmios, o bien mediante el circuito de la fig. 32.

5.4. Divisores de frecuencia variables

En algunos casos es preciso dividir por un factor distinto de diez. Por ejemplo, si se quiere dividir por 24, puede emplearse el circuito de la figura 34.

6. CIRCUITOS DE ENTRADA

En esta sección se consideran algunas de las formas de gobierno de la parte de la unidad PSR 50 destinada a la formación de impulsos para el mando de las décadas de cuenta.

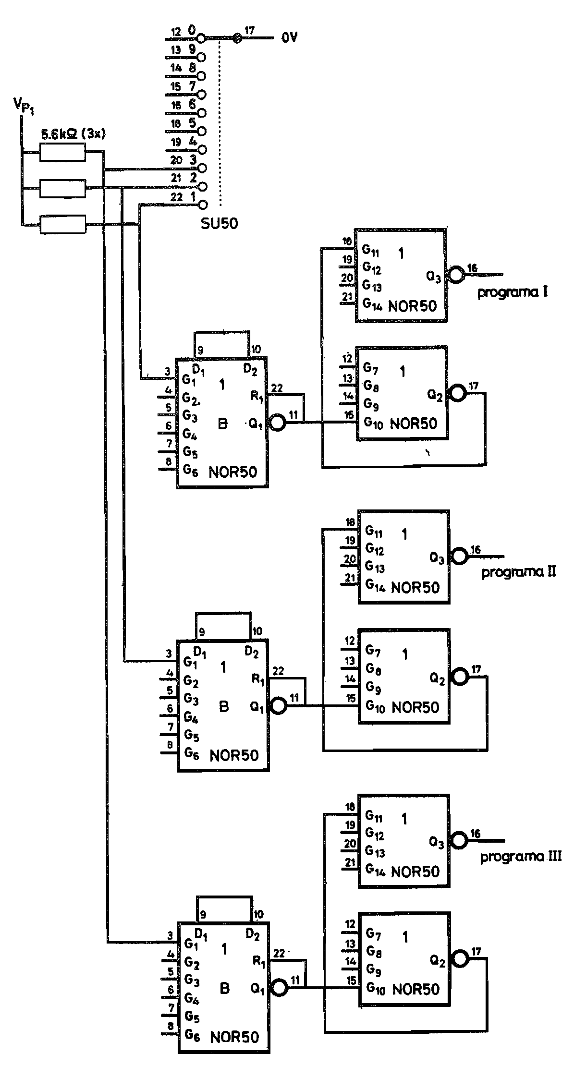


Fig. 33. Circuito para la selección de programas

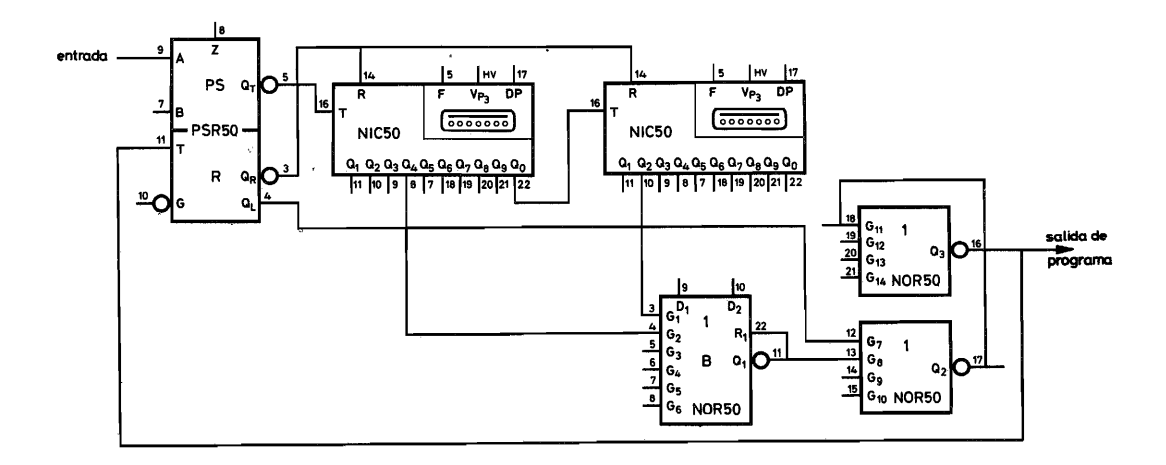


Fig. 34. Divisor por 24

Los transductores de entrada se dividen en dos clases: electromecánicos y electrónicos.

6.1. Transductores electromecánicos

Debido a los posibles rebotes de los interruptores mecánicos, resulta oportuno emplear un circuito de entrada adecuado para eliminar los inconvenientes que de aquéllos se derivan. En la fig. 35 se muestran dos circuitos de entrada con RC que pueden utilizarse para tal fin. El retardo introducido en la señal por estos circuitos elimina el efecto perjudicial de los rebotes de los interruptores mecánicos.

Naturalmente, la frecuencia de funcionamiento queda limitada por el circuito RC.

La fig. 36 muestra un circuito que emplea una memoria con dos NOR para eliminar el efecto de los rebotes de contactos del interruptor. En este caso la frecuencia de funcionamiento queda limitada por el interruptor.

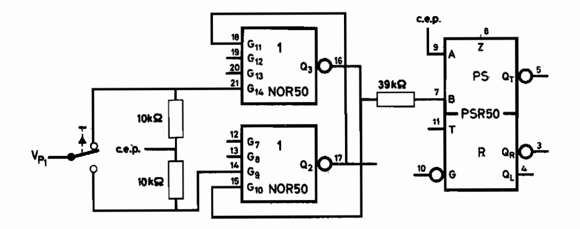


Fig. 36. Eliminación de efecto de los rebotes de contactos mediante un circuito memoria

6.2. Transductores electrónicos

Para la serie 50 es aconsejable utilizar transductores de entrada de tipo electrónico, con los que como es obvio no se presentan los problemas de rebotes de contactos ni de otra clase de señales espurias.

Detector de posición con oscilador VSO

Esta unidad estática está provista de una hendidura: cuando una banderita metálica pasa por el interior de esta hendidura, la señal de salida varía

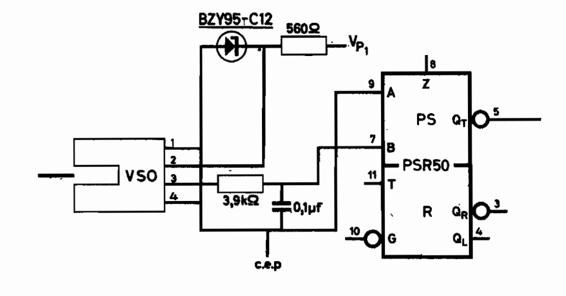
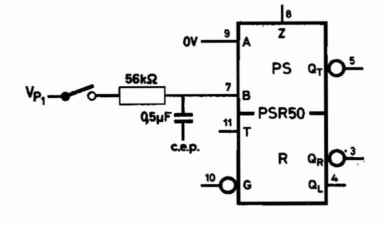


Fig. 37. Empleo de la unidad VSO



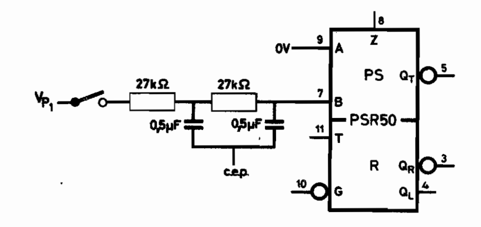


Fig. 35. Dos circuitos de entrada con RC. Frecuencia máxima: 100 Hz para el circuito de la izquierda y 10 Hz para el de la derecha

de un cierto nivel de tensión a otro. En la fig. 37 se muestra el circuito de conexión de esta unidad con la PSR 50. Se observará que tanto esta unidad VSO, como la EPD necesita una tensión de alimentación de 12 V ± 5 %. Para una sola unidad, esta tensión puede obtenerse de la alimentación de las unidades lógicas, según el esquema de la fig. 37. Si se emplean várias unidades VSO o EPD en paralelo, puede emplearse el circuito de alimentación de la fig. 38.

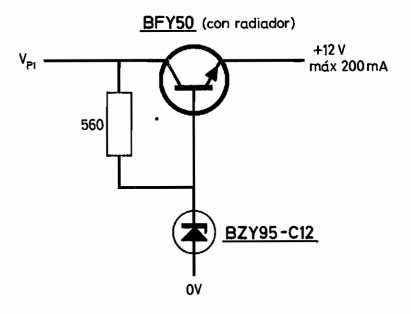


Fig. 38. Circuito de alimentación para unidades VSO o EPD dispuestas en paralelo

Detector electrónico de proximidad EPD

Esta unidad sirve para detectar la eventual presencia de objetos metálicos en las proximidades de la misma. Se conecta a la unidad PSR 50 según muestra el circuito de la fig. 39.

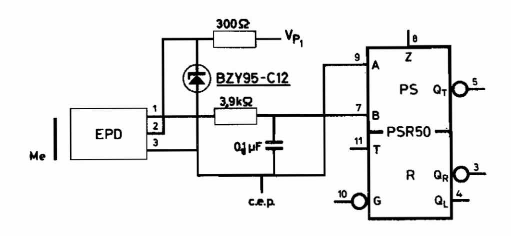


Fig. 39. Empleo de la unidad EPD

Detector fotosensible

Con el circuito de la fig. 40, cuando un rayo luminoso incide sobre el elemento fotosensible BPY 68, la señal de salida (terminal Q_T) de la unidad PSR 50 varía de «0» a «1», proporcionando, por tanto, un impulso a la entrada del contador. Puede conectarse un condensador, a efectos del mando, en la entrada de la unidad PSR 50, como se ve en la fig. 40. El valor de este condensador varía con la frecuencia del contador (máx. 10 kHz).

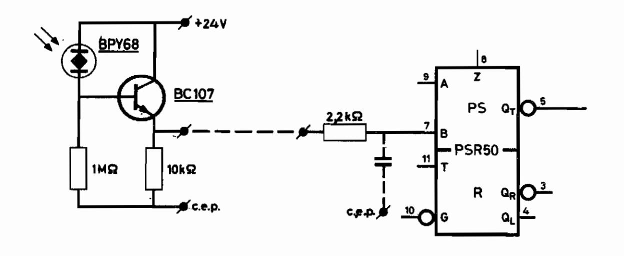


Fig. 40. Empleo de un detector fotosensible

Circuitos de entrada para la frecuencia de red

A menudo, para la determinación exacta de medidas temporales, resulta oportuno contar impulsos de 50 ó 100 Hz obtenidos directamente de la red. Para ello pueden utilizarse los circuitos de la fig. 41.

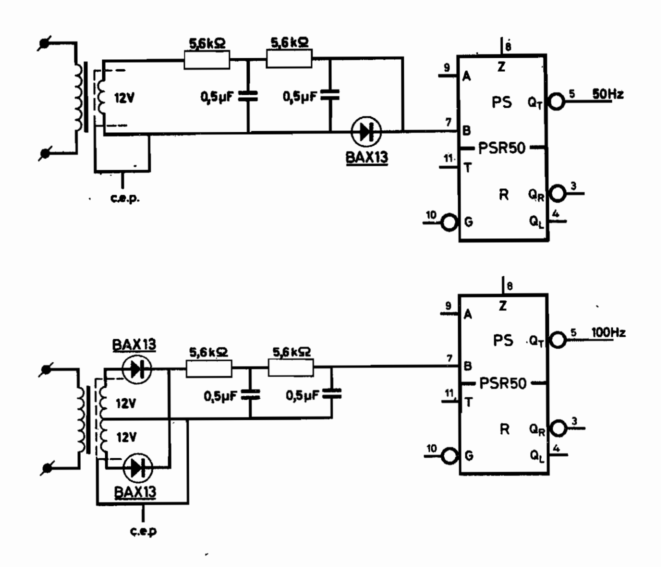


Fig. 41. Circuitos de entrada para obtener la frecuencia de la red

Circuitos osciladores

Se puede realizar un circuito oscilador utilizando de manera adecuada la parte de la unidad PSR 50 destinada a formación de impulsos, según el circuito de la fig. 42. En el gráfico de la fig. 43 puede verse la relación entre la frecuencia del oscilador y el valor del condensador C (en nF).

El circuito oscilador de la fig. 42 puede bloquearse aplicando una tensión de 0 V a uno o más de los diodos de entrada (véase fig. 44).

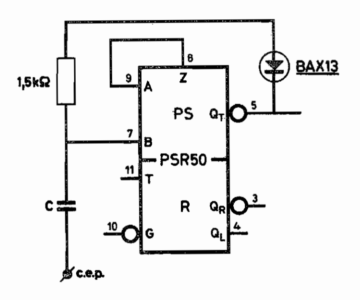


Fig. 42. Circuito oscilador mediante la unidad PSR 50

7. MONTAJE

Este capítulo se refiere a las técnicas de montaje y de interconexión entre las distintas unidades de la serie 50 y aporta, además, consideraciones de gran utilidad acerca de las características de la alimentación, los problemas de interferencias y las técnicas de puesta a tierra.

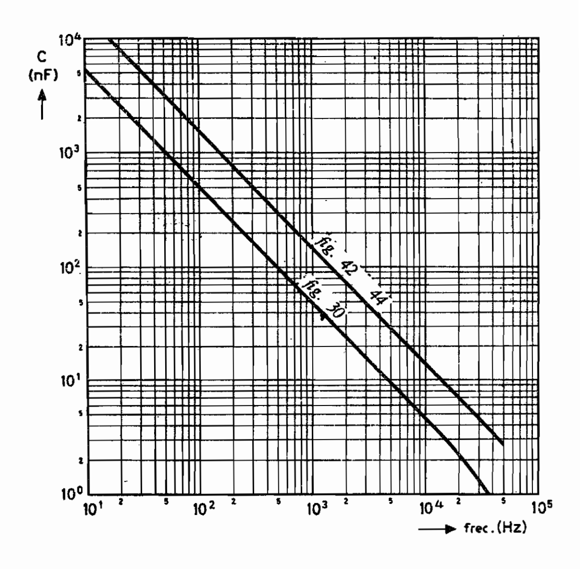


Fig. 43. Determinación del valor de C

7.1. Técnicas de montaje

Unidades con indicación visual NIC 50, RIC 50, MID 50, SID 50

Las mencionadas unidades se fijan al panel de montaje mediante dos tornillos que se apoyan sobre la cara interna del mismo, como se aprecia en la fig. 45. En el panel se practica una perforación rectangular cuyas dimensiones se indican en la fig. 46. Unas carátulas frontales adecuadas delimitan la parte de las unidades que es visible. Llevan incorporado un filtro de color adecuado para facilitar la lectura de las indicaciones visuales de las unidades.

Conmutador rotativo SU 50

Esta unidad requiere una perforación en el panel, como se indica en la fig. 47. La caja se fija en la parte posterior del panel mediante tornillos roscados, suministrados con la unidad (fig. 48). Se fijan directamente en las carátulas frontales.

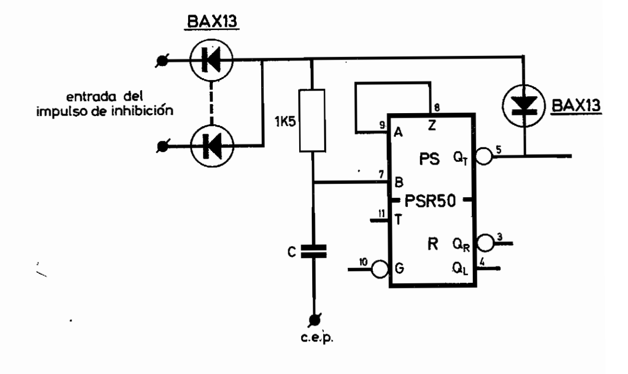


Fig. 44. Circuito oscilador con entradas de inhibición

Unidades auxiliares 3 NOR 50, 4 NOR 51, PRS 50, LRD 50

Estas unidades pueden fijarse al panel mediante tiras de montaje.

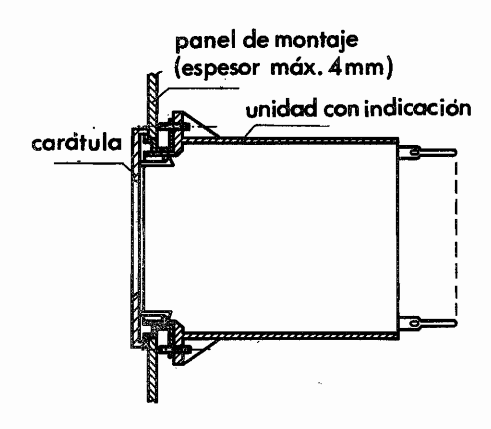
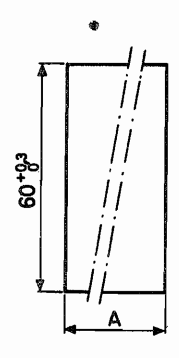


Fig. 45. Unidad con indicación visual



numero de unidades	ancho A mm
1	25,4 + 0,5
2	50,8 + 0,5
3	76,2 + 0,5
4	101,6 + 0,5
5	127,0 + 0,5
6	152,4 + 0,5

Fig. 46. Dimensiones de las perforaciones en el panel para el montaje de las unidades de visualización e indicación de las carátulas de fijación correspondientes

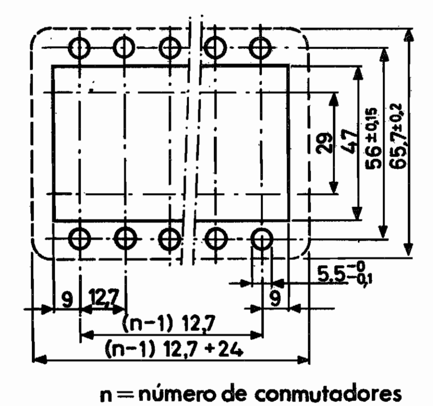


Fig. 47. Dimensiones de las perforaciones en el panel para el montaje de los conmutadores e indicación de las correspondientes ·carátulas de fijación (n = número de conmutadores)

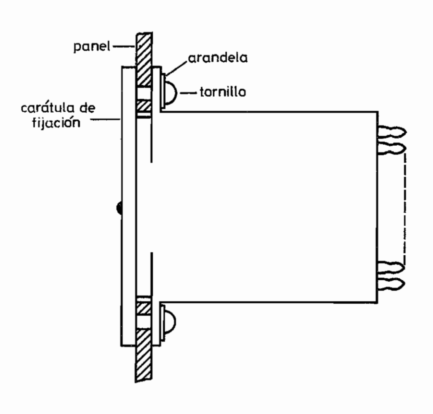


Fig. 48. Conmutador rotativo

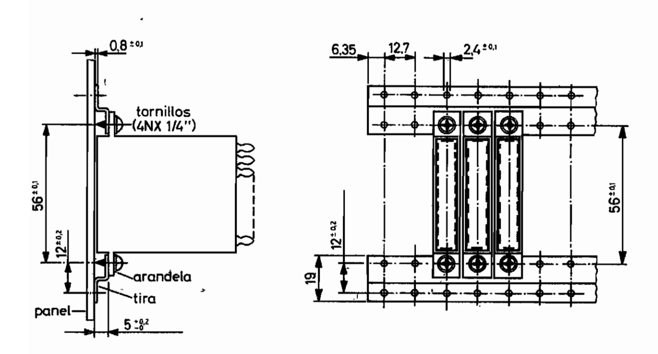


Fig. 49. Empleo de tiras metálicas para fijar las unidades auxiliares

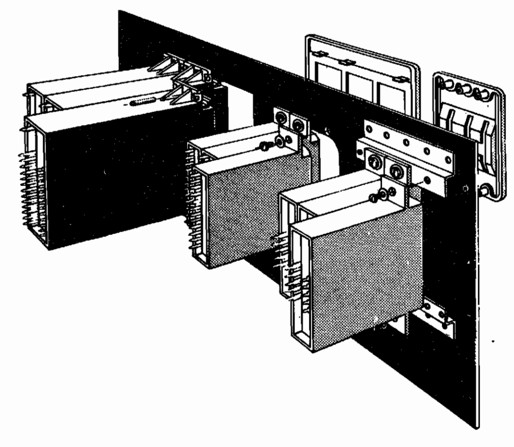


Fig. 50. Montaje de un sistema típico contador con tres. décadas. A la izquierda, las unidades NIC 50; en el centro, los conmutadores giratorios; a la derecha, las unidades auxiliares

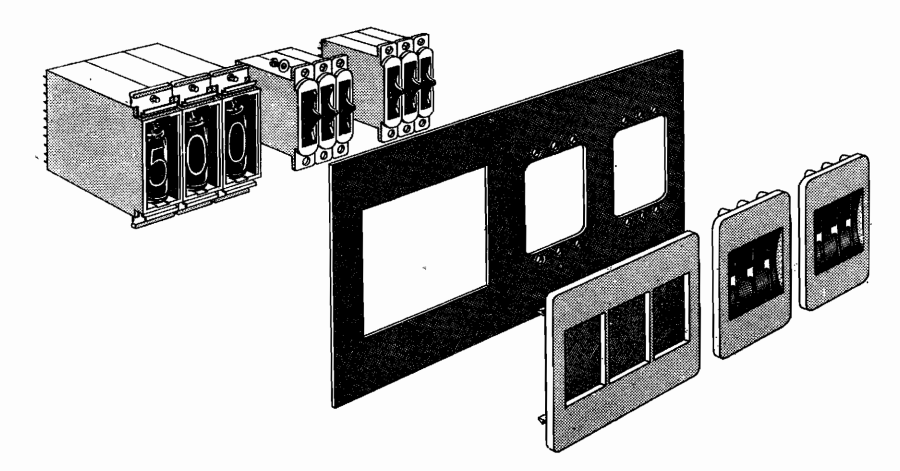


Fig 51. Montaje de las unidades serie 50. A la izquierda, tres unidades con indicación visual y dos grupos de tres conmutadores rotativos cada uno; en el centro, el panel de montaje; a la derecha, las carátulas de fijación

7.2. Interconexiones

Al diseñar la serie 50 se ha puesto especial interés en la disposición de los terminales, con el fin de permitir conexiones simples y rápidas entre las diversas unidades. Por ejemplo, para la alimentación se emplean en todos los casos los terminales 1 y 2, mientras que para realizar funciones lógicas con la misma unidad basta unir los terminales con los adyacentes que correspondan.

En la fig. 52 se muestra, en la parte derecha, el esquema de bloques de un NOR de adaptación que gobierna un circuito memoria y, en la parte izquier-

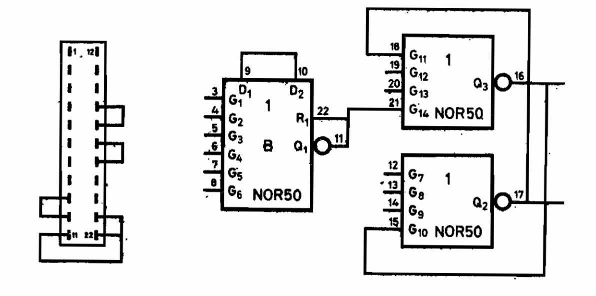


Fig. 52. Esquema y conexiones de un NOR de adaptación que gobierna un circuito memoria

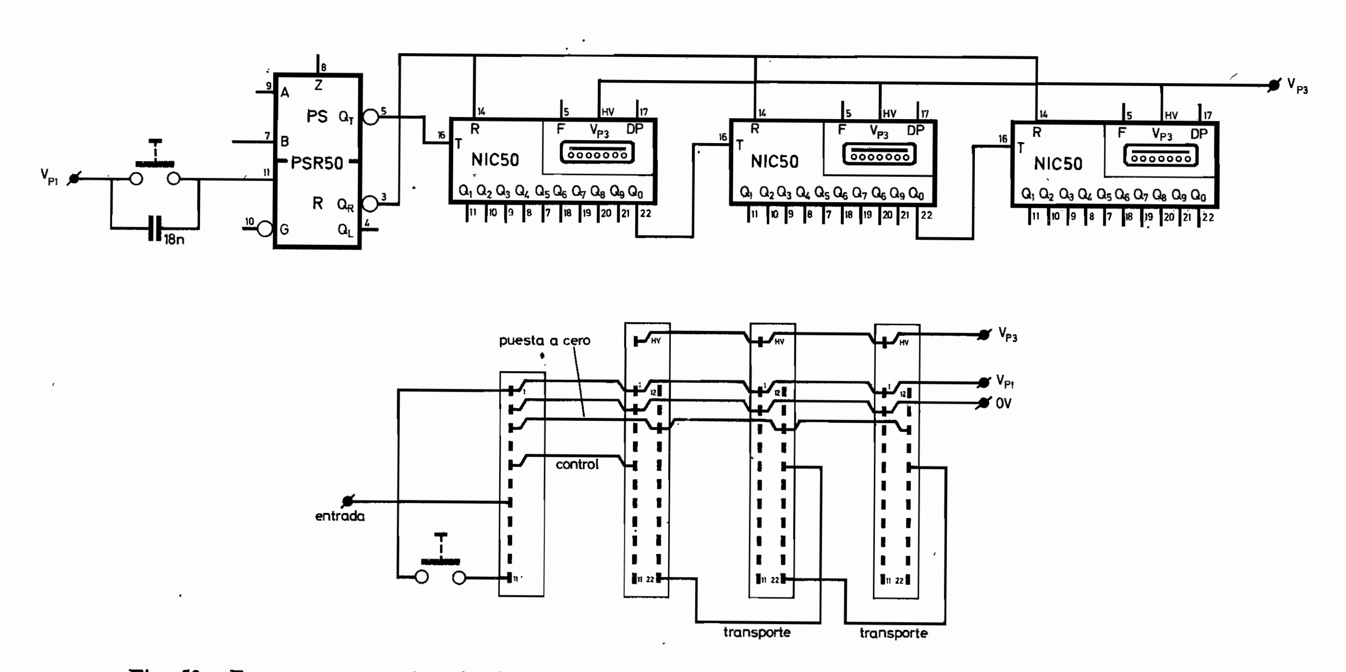
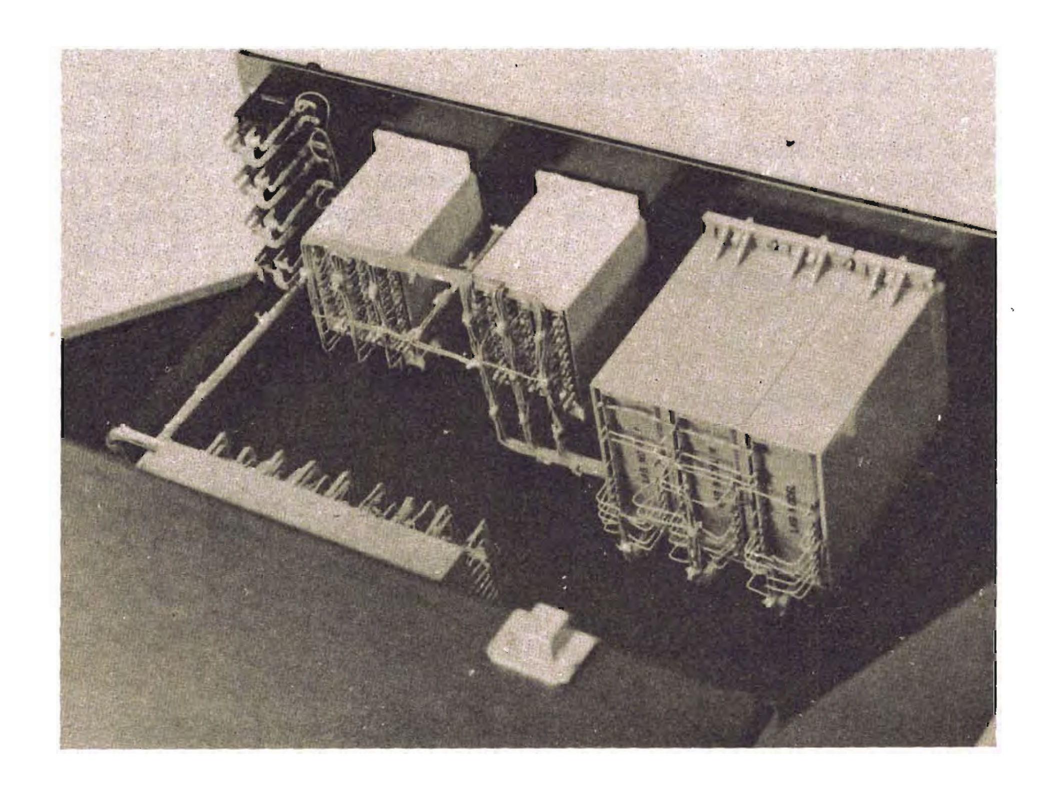


Fig. 53. Esquema y conexionado de un contador con tres décadas controlado por una unidad PSR 50



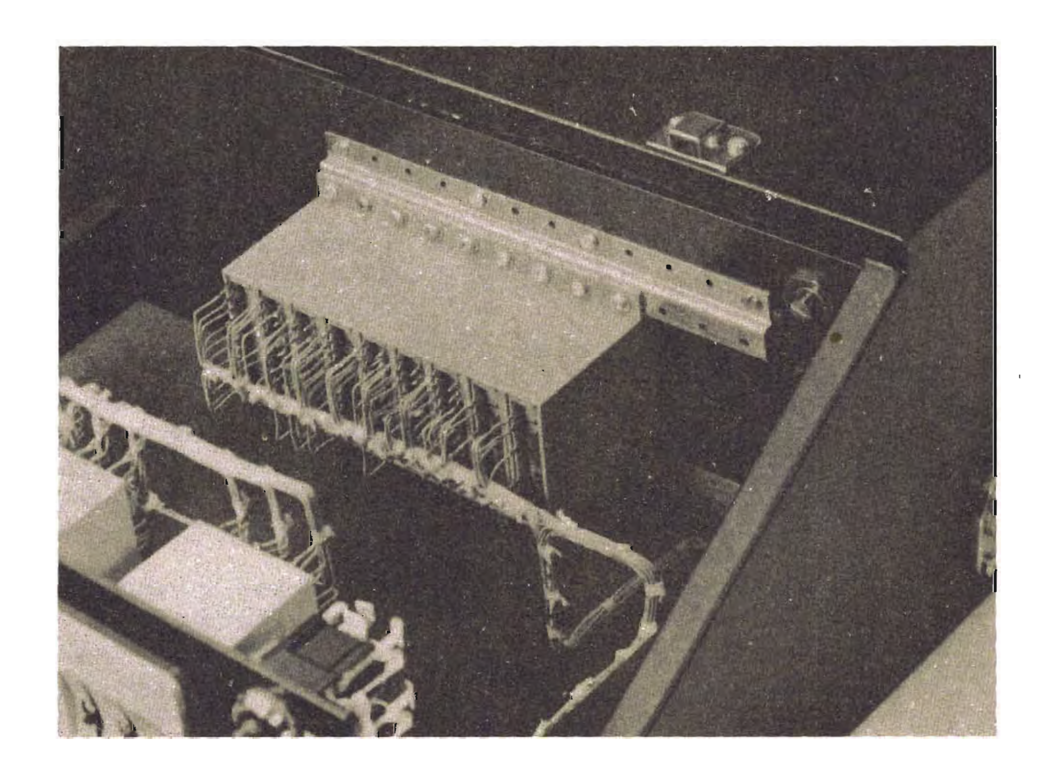


Fig. 54. Dos ejemplos prácticos de montaje y cableado de las unidades de la serie 50

da, las conexiones realizadas en la unidad 3 NOR 50 para obtener dicho circuito.

La fig. 53, representa las conexiones efectuadas en tres décadas NIC 50 y la unidad PSR 50 para obtener un contador de tres cifras.

Nótese que la unidad de visualización posee un terminal para la alimentación de 250 V, dispuesto lo más alejado posible de los demás terminales. Evítese un eventual contacto entre éste y los demás ya que, de producirse, la unidad quedaría seriamente dañada.

7.3. Consideraciones eléctricas generales

Alimentación

Las unidades de la serie 50 requieren dos tensiones de alimentación: + 250 V c.c. ± 18 % para los tubos indicadores y + 24 V c.c. ± 10 % para las unidades lógicas. La unidad de alimentación PSU 50, que proporciona para estas tensiones corrientes de 40 mA y 250 mA respectivamente, puede alimentar también sistemas de una cierta complejidad; en efecto, puede suministrar la corriente necesaria para un máximo de 12 unidades de cuenta con los correspondientes tubos indicadores. Respecto a

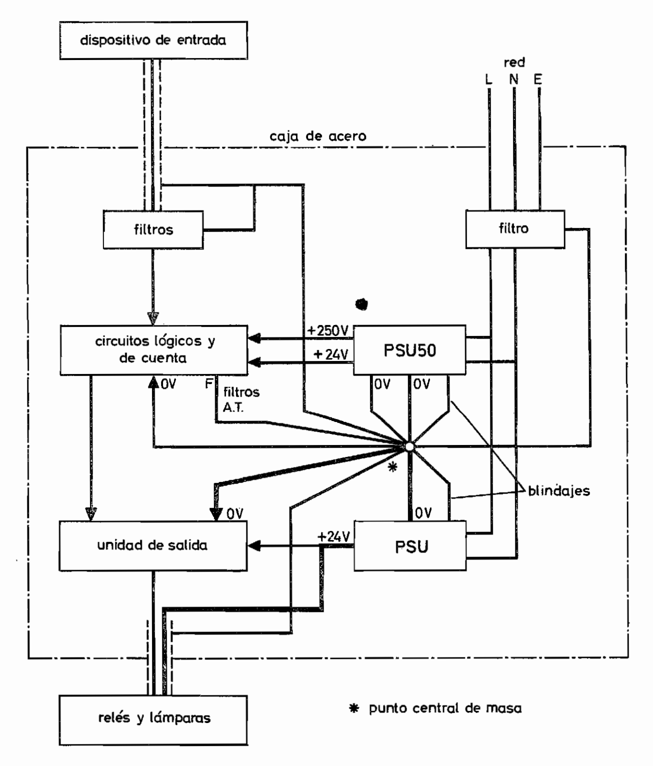


Fig. 55. Sistema típico de alimentación con las conexiones de tierra

la alimentación de los dispositivos de salida, es aconsejable utilizar una alimentación separada de + 24 V ± 25 % que suministre la corriente necesaria. La experiencia ha demostrado que el empleo de una fuente de alimentación separada para la carga, reduce los inconvenientes debidos al fenómeno de interferencia eléctrica y, al mismo tiempo, evita posibles variaciones de la alimentación de las unidades lógicas. En la fig. 55 se indican las interconexiones entre alimentaciones.

Interferencia

Uno de los problemas que frecuentemente se encuentran en la instalación de aparatos de control electrónicos es el de las posibles interferencias eléctricas externas, las cuales provocan funcionamientos defectuosos.

En general, se puede decir que las señales perturbadoras entran en los aparatos principalmente por medio de:

a) inducción electromagnética,
b) interferencia sobre los cables que unen los dispositivos de entrada con el sistema propiamente dicho, y
c) red de energía.

A continuación exponemos algunas sugerencias de carácter general, a las que puede resultar ventajoso acudir para eliminar problemas de interferencias de los tipos citados:

a) Es necesario encerrar siempre el equipo dentro de una caja de plancha de acero, puesta a tierra de modo conveniente y procurando no poner en la misma caja la parte lógica y la de c.a. (por ejemplo, interruptores, fusibles, etc.). Si ello no fuera posible será necesario separar los circuitos de c.c. de los de c.a. mediante blindajes con láminas de acero. En particular, todo bobinado recorrido por corriente alterna debe permanecer alejado de los circuitos de c.c., separándolo en lo posible con blindaje de acero.

b) Es preciso separar los cables de unión entre los transductores y el sistema de control de cualquier conductor con c.a. Para ello se aconseja emplear cable blindado, conectando el blindaje al punto central de tierra de la caja. Es necesario conectar en dicho punto todos los terminales de masa, evitando el empleo de masas locales. En particular, todos los terminales de 0 V de todas las alimentaciones deben soldarse al punto central de tierra mediante co-

nexiones cortas y de gran sección. Un sistema aconsejable para la conexión de masas se representa en la fig. 55.

c) Las perturbaciones de red se originan, generalmente, a causa de los arcos eléctricos que se producen en la maniobra de interruptores o elementos similares. Este inconveniente puede ser reducido a un mínimo disponiendo entre los terminales de la red y los del primario del transformador de alimentación el circuito con tres condensadores que se muestra en la fig. 56.

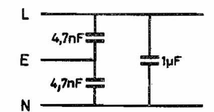
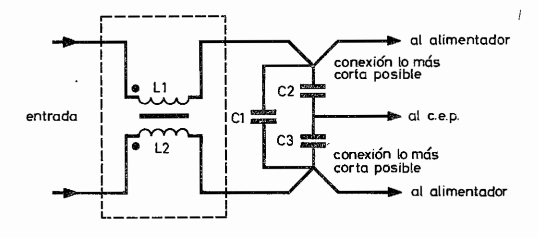


Fig. 56. Filtro de red

Si se desea un filtro de red más elaborado, puede emplearse el de la fig. 57. Es también necesario blindar el primario del transformador de alimentación, conectando el blindaje al punto central de tierra.

Todas las unidades con indicación visual van provistas de un terminal F, el cual debe unirse al punto central de tierra a través de un condensador de unos 100 nF.

En el circuito de la fig. 57, se observa que los dos bobinados empiezan en el mismo extremo (puntos negros) y están bobinados en el mismo sentido. A continuación se dan los valores de algunos elementos característicos del filtro (fig. 57):



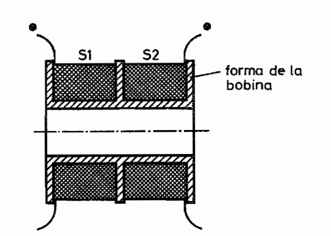


Fig. 57. Filtro de red

C_1 = 470 nF, ± 10 %, 400 V
C_2, C_3 = 4,7 nF, 1600 V
L = aprox. 100 mH
S_1, S_2 = núm. de espiras: 124,5 con hilo de 0,4 mm de diámetro
Aislamiento entre capas: 3 × 30 µm

Para L se puede emplear el núcleo envolvente tipo P36/22 de ferroxcube grado 3H1, cuyo número de código es K3.003.90.

El número de tipo del carrete de la bobina es P5.055.87. El núcleo envolvente puede montarse en una placa impresa mediante los siguientes accesorios:

Caja B1.410.52
Regleta con terminales P4.057.30
Resorte B1.480.24

8. TABLA DE CARGA

La tabla de carga para las unidades de la serie 50 es muy sencilla; en la misma se han indicado, para cada unidad de la serie, la carga impuesta por la entrada y la disponible en la salida, expresadas en unidades DU (unidades de medida convencionales).

Nótese que las cargas exigidas por las entradas de las distintas unidades disfrutan de la propiedad aditiva. Por tanto, la utilización de la tabla de carga se reduce a comprobar si la carga disponible en la salida de una determinada unidad es igual o mayor que las exigidas por las entradas de las unidades por ella gobernadas.

Para demostrar mejor la simplicidad de empleo de la tabla de carga, se dan a continuación algunos ejemplos prácticos:

Ejemplo 1

Para el circuito de la fig 58, se puede escribir:

Carga necesaria:

G-NOR 50:	1 DU
G-NOR 50:	1 DU
G-LRD 50:	1 DU
Total	3 DU

Carga disponible:

Q-NOR 50: 6 DU

Siendo la carga disponible mayor que la necesaria, es posible realizar el circuito de la fig. 58.

Tabla de carga

Tipo	Función	Entrada		Salida	
		Terminales	Carga impuesta	Terminales	Carga disponible
NIC 50	Década con indicación visual	*R*	Control mediante Q_R de PSR 50	Q_0-Q_9	Para controlar 6 NOR de adaptación + 1 × T-NIC 50
		T	Control mediante Q_T de PSR 50 o bien Q_0-Q_9 de NIC 50		
3NOR50	*NOR* de adaptación de 6 entradas	G_1-G_6	Control mediante Q_0-Q_9 de NIC 50	Q_1	2 *DU*
	Doble *NOR* de 4 entradas	G_7-G_{14}	1 *DU*	Q_2-Q_3	6 *DU*
4NOR51	Cuádruple *NOR* de 4 entradas	G_1-G_{16}	1 *DU*	Q_1-Q_4	6 *DU*
PSR 50	Unidad formadora de impulsos	*B* (a través de 39 kΩ	2 *DU*	Q_T	3 × T-NIC 50 + 2 *DU*
	Puesta a cero	*T*	1 *DU*	Q_R	6 × R-NIC 50
		G	1 *DU*	Q_L	4 *DU*
LRD 50	Unidad de potencia	G_1-G_3	1 *DU*	*Q*	300 *mA*/30 *V* (máx.)

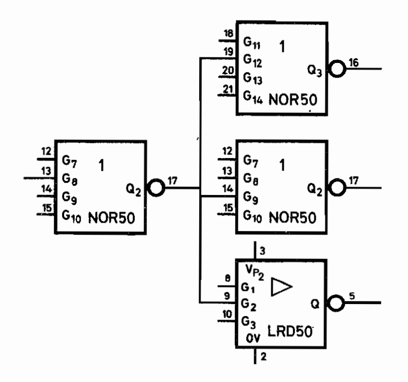


Fig. 58. Circuito lógico

Ejemplo 2

Con referencia a la fig. 59, se puede escribir:

Carga necesaria para el mando del contador:

2 × T-NIC 50

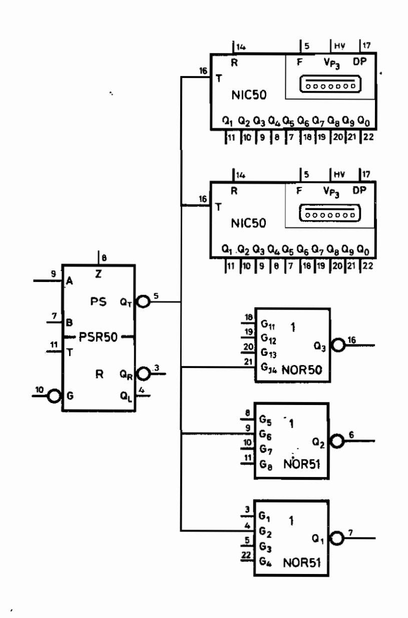


Fig. 59. Cómputo y lógica

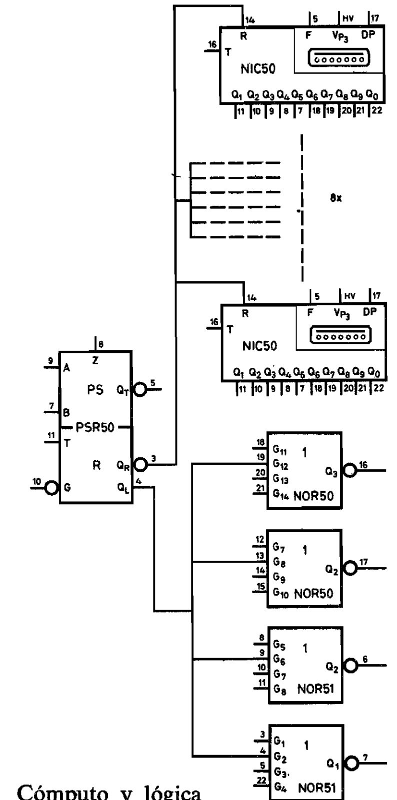


Fig. 60. Cómputo y lógica

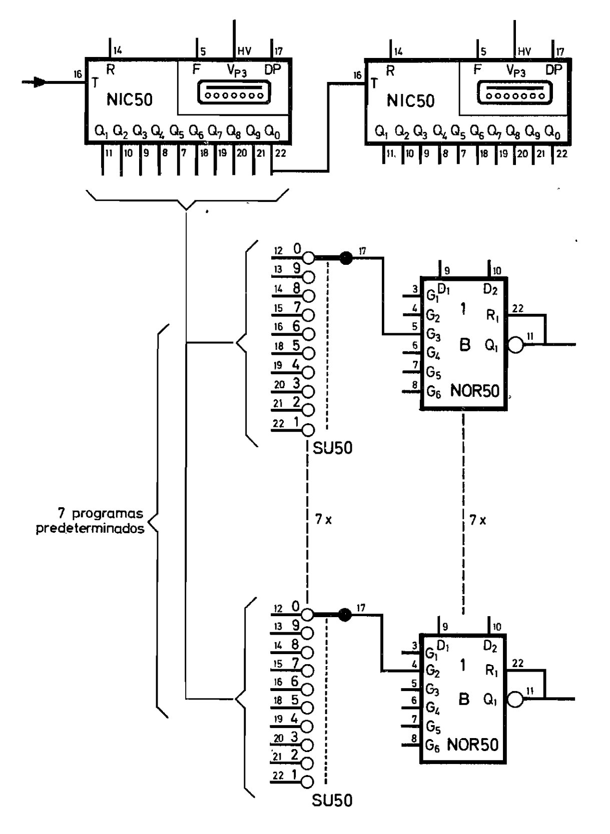


Fig. 61. Contador con siete programas

Otra carga necesaria:

G-NOR 50:	1 DU
G-NOR 51:	1 DU
G-NOR 51:	1 DU
Total	3 DU + 2 × T-NIC 50

Carga disponible en el terminal Q_T de la unidad PSR 50:

2 DU + 3 × T-NIC 50

Siendo en ese caso mayor la carga necesaria que la disponible, no puede efectuarse el circuito de la figura 59.

Ejemplo 3

Considerando el circuito de la fig. 60, escribimos:

a) Carga necesaria para poner a cero las ocho décadas del contador:

8 × R-NIC 50

Carga disponible en el terminal Q_R de la unidad PSR 50:

6 × R-NIC 50

En este caso será necesario emplear dos unidades PSR 50 en paralelo.

b) Carga necesaria para poner a cero las unidades lógicas (NOR):

2 × G-NOR 50:	2 DU
2 × G-NOR 51:	2 DU
Total	4 DU

Carga disponible en el terminal Q_L de la unidad PSR 50: 4 DU

Por tanto, el circuito de la fig. 60 será posible por lo que se refiere a la puesta a cero de las unidades lógicas.

Ejemplo 4

Para el circuito de la fig. 61, se puede escribir:

Carga necesaria para gobernar la unidad NIC 50 de la derecha:

1 × T-NIC 50

Carga necesaria para el mando de los 7 NOR (B) de adaptación:

	7 × B-NOR
Total	7 × B-NOR + 1 × T-NIC 50

Carga disponible en el terminal Q_0 de la unidad NIC 50 de la izquierda:

6 × B-NOR + 1 × T-NIC 50

Por tanto, no es posible efectuar el circuito de la figura 61 a no ser que se renuncie a uno de los siete programas de predeterminación.

ALARMA CONTRA ROBO

CON DETECTOR DE INFRARROJOS

La alarma contra robo descrita en este artículo fue diseñada y construida para demostrar las posibilidades de un elemento fotoconductor de antimoniuro de indio no refrigerado, en un sistema sin conmutación, para detectar objetos cuya temperatura es de 10 a 20° C mayor que la del ambiente y que se mueven dentro del campo de visión de la célula, sobre un fondo térmico estable que se encuentra a la temperatura ambiente.

Introducción

El detector es un elemento ORP 10, acoplado en c. a. a un amplificador diferencial de baja deriva, por medio del cual se excita el circuito de alarma. La radiación de incidencia es recogida por un espejo cóncavo, plateado en su cara anterior y enfocado hacia la célula por un pequeño espejo plano. Un aumento suficiente de la radiación, a una velocidad mayor que la constante de tiempo del circuito, dispara la alarma.

Sistema óptico

El cambio de radiación que incide sobre la célula, sin sistema óptico, cuando un objeto caliente aparece en el campo de visión de la célula sobre un fondo térmico más frío (suponiendo que la emisividad del objeto y la del fondo sean iguales a la unidad), es:

$$\delta E = \sigma(T_2^4 - T_1^4)A_1A_2/\pi d^2 \text{ W}$$

siendo $T2$ = temperatura del objeto (°K)
$T1$ = temperatura del fondo (°K)
$A1$ = superficie de la célula (cm²)
$A2$ = superficie del objeto (cm²)
d = distancia entre célula y objeto (cm)
σ = constante de Stefan.

Con la célula ORP 10 ($A_1 = 0{,}6 \times 0{,}5$ cm²) y un hombre de complexión media ($A_2 = 7.000$ cm²) a 35° C, a una distancia de 10 m y sobre un fondo térmico de 25° C, la señal de radiación es aproximadamente de 0,4 μW. De la curva de respuesta espectral del ORP 10 y de la curva de emisión del cuerpo negro a 35° C, se deduce que aproximadamente sólo un 4 % de la radiación incidente tiene efecto sobre la célula. Por tanto, la radiación aceptada es de 0,016 μW aproximadamente, lo cual produce un aumento de señal eléctrica de 0,016 μV, si la célula es típica y está polarizada a 50 mA. Es muy difícil detectar una señal de este orden superpuesta a la tensión de polarización de la célula, ya que no sólo su amplitud es pequeña, sino que la rapidez con que aparece esta señal es también necesariamente pequeña.

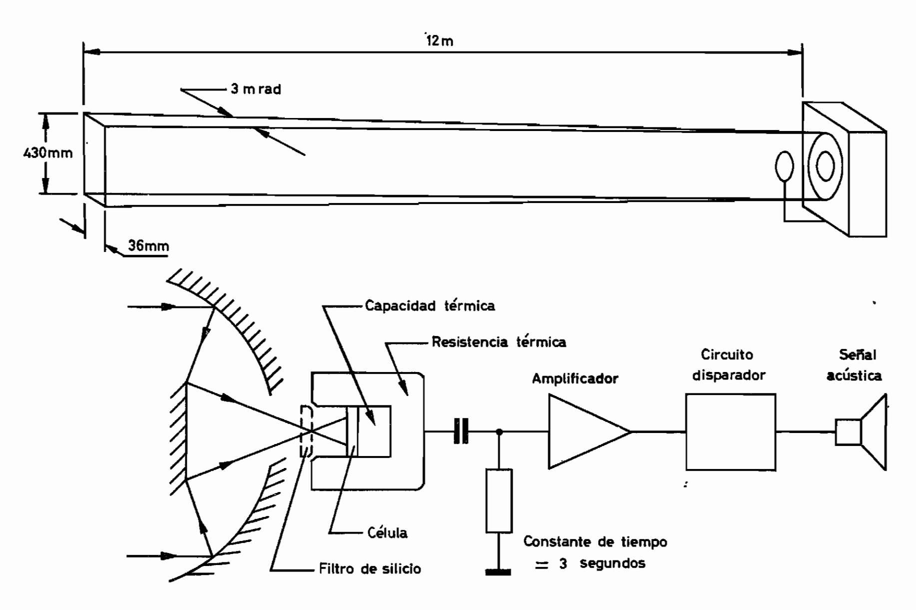


Fig. 1. Esquema del detector contra robo

Puede lograrse cierta mejora utilizando un sistema de rejas dispuestas de modo que la radiación procedente de un objeto que se mueve dentro del campo de visión se interrumpa periódicamente a causa de su propio movimiento. No obstante, la amplitud sigue siendo muy pequeña.

La amplitud de la señal puede mejorar notablemente, a expensas del campo de visión, utilizando un sistema óptico. Al propio tiempo, si se reduce el campo de visión, la variación de la señal es más rápida que con un sistema de rejas. El sistema de alarma que describimos utiliza un espejo cóncavo que tiene un diámetro y una distancia focal de 15 cm. Con la célula en el foco, el campo de visión es de unos 3 × 36 mrad. Así, si lo comparamos con el caso anterior, con el mismo hombre a 10 m, aunque el área de emisión eficaz *(A_2)* es ahora de sólo 3 × 36 cm², el área óptica colectora *(A_1)* ha aumentado a $\pi \times 7,5$ cm², elevando la señal a 1,2 μV. Si la célula se monta con su eje mayor en sentido vertical, el hombre sólo tiene que desplazarse horizontalmente una distancia angular de 3 mrad para producir esta señal. Al aumentar la distancia, la amplitud de la señal permanece constante mientras el campo de visión sea mayor que el hombre, ya que el área emisiva eficaz *(A_2)* aumenta con el cuadrado de la distancia *(d^2)*. En la práctica, los defectos ópticos debidos a aberraciones y a contaminaciones de la superficie reflectora reducirán la señal al aumentar la distancia. El esquema completo del sistema de detección está representado en la figura 1.

Consideraciones térmicas

La resistencia de la célula disminuye en una proporción de 1,5 % aproximadamente por cada grado centígrado de aumento de la temperatura. Así, por ejemplo, si la célula está polarizada a un voltio, esta tensión disminuirá 15 mV para un aumento de temperatura de 1 grado. Si, además, este cambio ocurre en 1.000 segundos, la velocidad es de 15 μV/s, lo cual es 10 veces más que el aumento de una señal verdadera. Por esto, cambios muy pequeños en la temperatura ambiente pueden producir señales de salida parásitas, a no ser que se tomen ciertas precauciones.

Con este objeto se monta la célula en un bloque de cobre que proporcione capacidad térmica, y el conjunto se rodea de fibra aglomerada con resina sintética que proporcione resistencia térmica. La capacidad térmica hace más lentos los cambios de temperatura de la célula debidos al flujo de calor entre célula y ambiente, y la resistencia térmica dificulta el paso de calor. En este sistema de alarma se ha usado una masa de cobre de 100 g y el espesor de la fibra aglomerada con resina sintética es de 6 mm. La velocidad de variación de la temperatura de la célula es de 10^{-3} °C/s, aproximadamente, por cada grado de diferencia entre célula y temperatura ambiente, correspondiendo a una velocidad de variación de la señal de 15 μV.s.$^{-1}$. °C^{-1}. Todavía se reduce más este valor con la caja del instrumento y el empleo de algodón en rama. Una fina lámina de

politeno, colocada delante del filtro, reduce la aireación directa del filtro.

Los cambios de temperatura producirán también derivas en el preamplificador. Mediante un paso diferencial que utiliza una pareja diferencial de transistores BCY 55 se reduce la deriva causada por las variaciones de V_{BE} y h_{FE} con la temperatura. La resistencia del generador (1.000 ohmios) se mantiene baja para asegurar que las corrientes de base diferenciales tengan poca influencia. El transistor BCY 55 está encapsulado para que se atenúen los cambios ambientales, así como para que las uniones de ambos transistores varíen al unísono con la temperatura del disipador de calor.

Otras fuentes de deriva con la temperatura son el resistor de carga de la célula y el condensador de acoplamiento de la célula con el preamplificador. Por tanto, el resistor deberá ser de alta estabilidad, así como todos los resistores del preamplificador. Sobre el condensador, gracias a su volumen, tienen poca influencia los cambios rápidos de temperatura.

Consideraciones eléctricas

Preamplificador

La velocidad angular mínima necesaria que puede detectarse es de 1 mrad/s, aproximadamente. Esta corresponde, por ejemplo, a una velocidad lineal de 1 cm/s, a una distancia de 10 m, formando la trayectoria un ángulo recto con la dirección del haz. Como la célula está montada verticalmente y tiene una abertura de campo de 3 mrad, la señal procedente de la célula debe ser mantenida en la entrada del amplificador por medio de un condensador de acoplamiento durante unos tres segundos aproximadamente. Por tanto, con un resistor de polarización de 1 kilohmio, es preciso utilizar un condensador de 3.200 microfaradios (fig. 2). El condensador mantiene fijo el potencial de una rama del amplificador diferencial, con respecto al terminal negativo de la célula, mientras que la señal del terminal positivo se aplica a la otra entrada a través del resistor de polarización. El primer paso tiene una ganancia de 100, con cada transistor polarizado para una corriente de emisor de 50 microamperios.

El segundo paso no es tan crítico desde el punto de vista de sensibilidad a la temperatura, y puede admitir un resistor de polarización de 100 kilohmios. Por una parte esto permite utilizar condensadores de acoplamiento mucho menores (32 microfaradios) y, por otra, evita cargar excesivamente al generador de señal. La ganancia de este paso es también igual a 100. Los condensadores en los circuitos de colector de estas dos etapas diferenciales limitan la respuesta en alta frecuencia a 16 Hz, reduciendo así al mínimo el ruido de alta frecuencia. Los diodos en paralelo con estos condensadores se polarizan en directo sólo en el momento de conectar el instrumento, de modo que los pasos siguientes pueden ser estabilizados simultáneamente.

Amplificador

La salida diferencial excita un amplificador asimétrico (fig. 3) alimentado por una segunda pila:

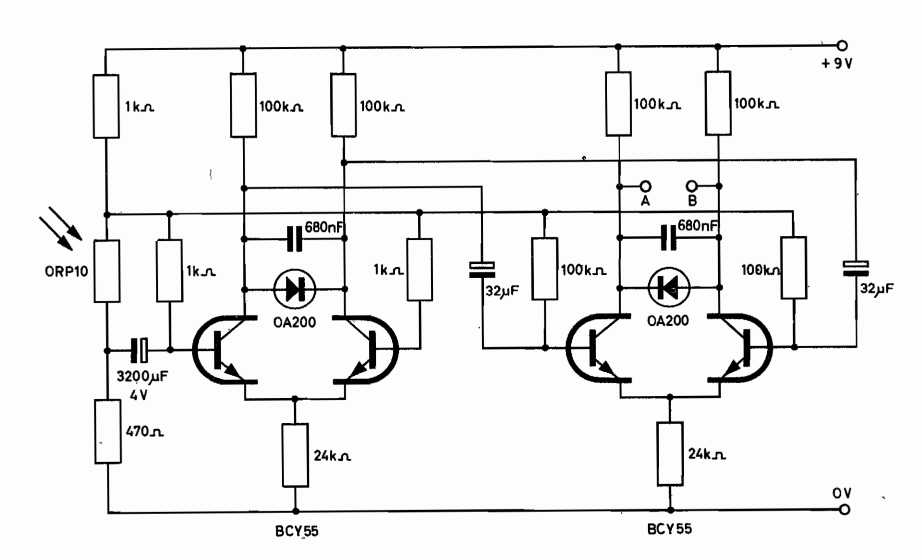


Fig. 2. Preamplificador. Todos los resistores deben tener una tolerancia de ± 1 %

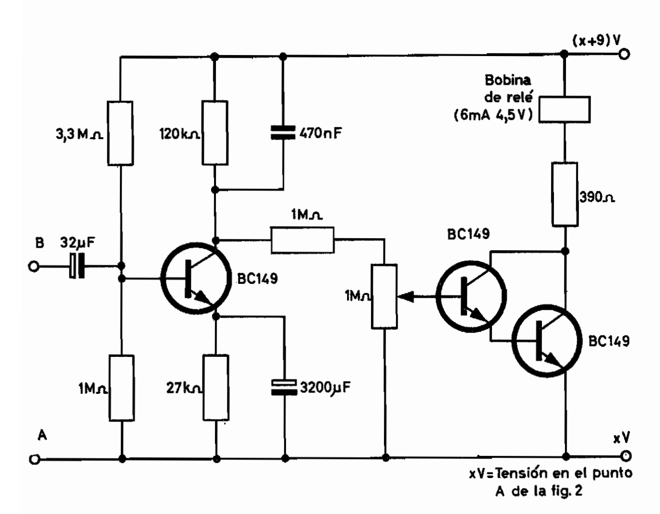


Fig. 3. Amplificador y detector de nivel

la salida de un colector se conecta al negativo y la otra a la entrada de la etapa asimétrica. Este sistema aprovecha toda la amplitud de la señal disponible del amplificador diferencial (en vez de sólo la mitad) y evita el tener que desacoplar la alimentación de la célula, lo que exigiría condensadores muy grandes. Las dos etapas diferenciales no necesitan desacoplamiento especial, puesto que la corriente que proporciona la batería es independiente de la señal. Los resistores del amplificador asimétrico se eligen de modo que, en ausencia de señal, la tensión con respecto al negativo propio se mantenga constante al descargarse la pila. La ganancia de esta etapa es de 200, con lo que la amplificación total es de 2.10^6.

Detector de nivel

El paso final es un simple detector de nivel que excita la bobina de un pequeño relé de láminas *(reed relay)*. El potenciómetro permite ajustar la sensibilidad, de modo que sea posible distinguir las señales verdaderas de las parásitas, cuyos niveles respectivos pueden variar según los ambientes.

Consumo y duración de las pilas

La pila empleada en el prototipo se descarga a una velocidad de unos 2 µV/s, cuando la corriente de polarización es de 10 mA. La señal de entrada equivalente debida a este efecto es inferior a 0,2 µV/s en bornes de la célula. Sin embargo, el empleo de pilas de menor capacidad probablemente perjudicaría al funcionamiento del circuito.

La ganancia de las dos primeras etapas puede reducirse a la mitad del valor inicial cuando la tensión de la pila ha disminuido a 6,6 V. Esto ocurre después de 485 horas, con una corriente de descarga de 10 mA y funcionando 12 horas cada día.

LOCALIZADOR DE PUNTOS CALIENTES CON DETECTOR DE INFRARROJOS

Se describe un localizador de puntos calientes realizado con un detector de radiaciones infrarrojas y con ayuda del cual puede determinarse el foco de un incendio en un ambiente lleno de humo, por ejemplo.

Introducción

La respuesta de una célula de sulfuro de plomo no refrigerada a la radiación infrarroja emitida por una llama, puede ser utilizada como sencillo sistema de alarma contra incendios. Evidentemente esta misma respuesta puede utilizarse también para otros detectores de calor. Una aplicación concreta es la realización de un localizador portátil de puntos calientes que permite determinar el foco de un incendio en un ambiente lleno de humo. En este artículo se describe un sencillo instrumento diseñado para ello.

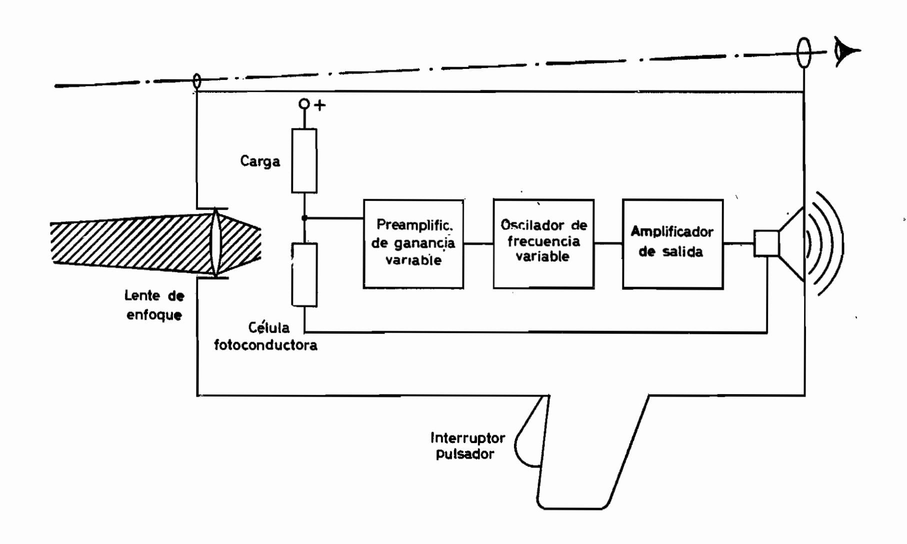
El instrumento es muy adecuado para localizar el núcleo central de un incendio o punto más caliente, en un ambiente sin visibilidad a causa del humo, vapores o polvo. Este instrumento es de gran utilidad para el personal de los servicios de extinción de incendios.

Principios básicos

En un sistema de alarma contra incendios con detector de llama, se utiliza como mecanismo detector la respuesta de la célula a una fuente indeterminada de radiación, como puede ser una llama. Pero en un ambiente de humo y llamas, no es seguro que el mayor centelleo corresponda al foco del incendio. Además, ciertas señales pueden producir falsas indicaciones. Si admitimos que el núcleo del incendio es el punto más caliente, un sencillo indicador de temperatura es todo lo que se necesita para poder localizarlo.

La célula de sulfuro de plomo puede ser considerada como simple resistor sensible a la radiación, cuya resistencia disminuye con la temperatura (es decir, al aumentar la radiación que recibe). En nuestro caso, la temperatura de los puntos analizados será del orden de los 500° C y la radiación es tan grande en comparación con el fondo normal que no será precisa la interrupción periódica de la señal. Así pues, se utiliza directamente el cambio de resistencia de la célula como mecanismo de detección.

Tratándose de un sistema de control directo, no habrá discriminación entre fuentes de infrarrojo estables y variables. En la práctica, esta ausencia de discriminación no debe suponer ninguna severa limitación sobre la eficacia del instrumento. El empleo



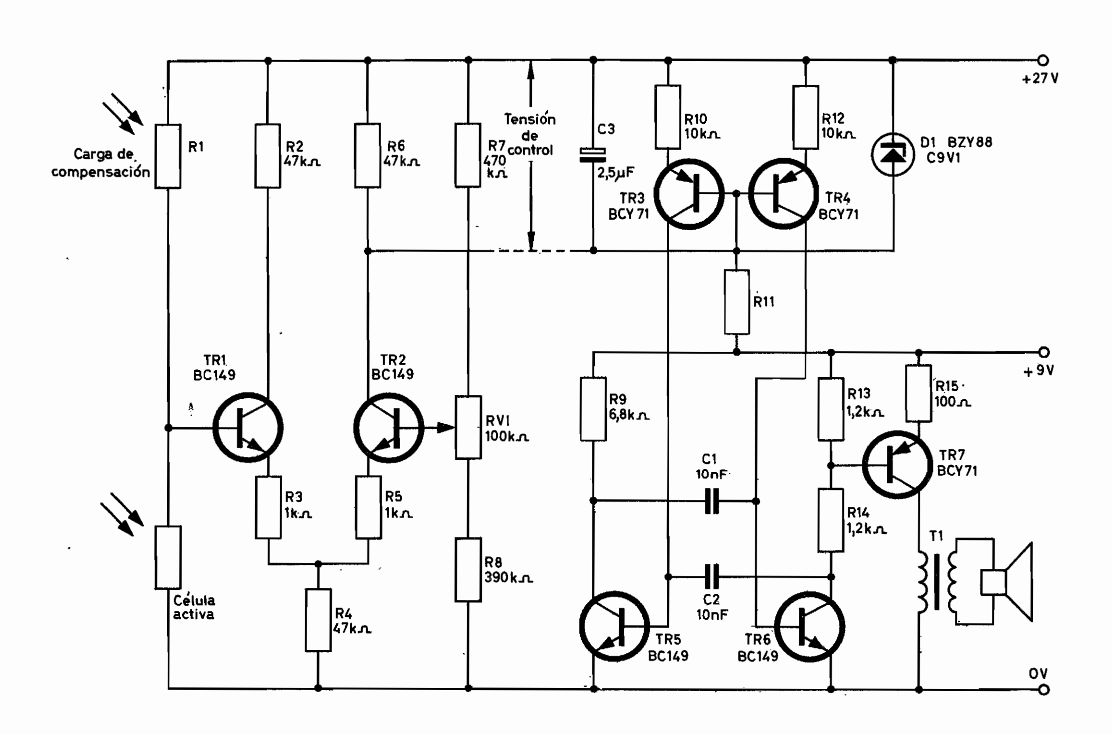


Fig. 1. Esquema del localizador de puntos calientes, y circuitos del amplificador de entrada, oscilador y paso final.

de una simple lente aumenta la ganancia óptica del instrumento y proporciona la directividad necesaria. Una señal acústica, cuya frecuencia aumente con la temperatura, proporciona un medio fácil de indicación de las zonas más calientes. Debe disponerse un control de sensibilidad para operar con diversas temperaturas de fondo, ya que de lo contrario no podrían distinguirse siempre las temperaturas de pico.

El instrumento debe ser pequeño, portátil y, por tanto, alimentado con pilas. El circuito debe estar calculado para que funcione satisfactoriamente hasta el límite de duración de las pilas, y el consumo de corriente debería reducirse al mínimo. A continuación se describe un aparato que satisface estas condiciones básicas.

Paso de entrada

El paso de entrada, como muestra la figura 1, consta de una célula activa acoplada directamente a un amplificador diferencial. Para estabilizar el punto de trabajo, se emplean dos células. La célula de la parte superior no recibe radiación y actúa como carga compensadora de las variaciones de temperatura para la célula activa.

La sensibilidad de la célula es proporcional a la tensión de polarización, por lo que se ha elegido una tensión de alimentación relativamente elevada, 27 V. Para iguales resistencias de la célula y tensión de batería de final de vida de 20 V, la polarización mínima de la célula será de 10 V. Con dos células nominalmente iguales, cuya resistencia típica sea de 200 kilohmios, la resistencia que el generador equivalente presenta al amplificador es de 100 kilohmios. Para mantener la sensibilidad del sistema, la resistencia de entrada del amplificador debería ser mucho más elevada. Esta condición se satisface al utilizar un transistor de ganancia elevada ($h_{FE} \geqslant 300$) y una carga en el emisor de 1.000 ohmios de modo que $h_{FE} \times r_E$ no sea inferior a 300 kilohmios. Si la carga del colector es de 47 kilohmios y la del emisor de 1.000 ohmios, la ganancia de tensión del amplificador (suponiendo que r_e sea de 250 ohmios) es de 47/(1 + 0,25), o sea, 40. Si se adopta una salida asimétrica (entre colector de *TR2* y masa), esto equivale a una ganancia de tensión de 20.

Con el bajo nivel de radiación propio del fondo térmico normal, la resistencia de la célula presentará su valor nominal (200 kilohmios). Si se ha ajustado el circuito para que esté equilibrado en estas condiciones, habrá una corriente de reposo de 100 microamperios a través de *TR2*. La corriente total del amplificador diferencial será de 200 microamperios para la tensión de alimentación mínima de 20 V. Esta corriente producirá una caída de tensión de unos 5 V en la carga del colector de 47 kilohmios, fijando el punto en que el instrumento empieza a detectar.

Si la célula recibe radiación procedente de un punto caliente, su resistencia disminuirá y se reducirá la conducción de *TR1* y aumentará la de *TR2*. El límite de detección se alcanza cuando *TR1* queda completamente bloqueado y toda la corriente del amplificador diferencial pasa por *TR2*. Entonces la tensión de control será el doble de su valor inicial y alcanzará su valor máximo (10 V).

El control de equilibrio *RV1* permite ajustar la sensibilidad del instrumento para adaptarlo a diferentes temperaturas de detección y de ambiente. Cuanto más baja sea la polarización inicial de *TR2*, mayor será la radiación, esto es, mayor la temperatura del objeto antes de que la resistencia de la célula se reduzca lo suficiente para iniciar el corte de *TR1*. Sólo cuando esto ocurre empieza a conducir *TR2* y a producir la correspondiente tensión de control. En caso de polarización normal, el margen de la tensión de control se amplía ahora a 0 y 10 V. Si se sustituye el resistor *R7* (470 kilohmios) del divisor de tensión por un potenciómetro (500 kilohmios), la condición de desequilibrio inicial puede ajustarse a cualquier nivel conveniente sin necesidad de seleccionar los componentes.

Paso oscilador y de salida

La temperatura viene indicada en forma de señal acústica cuya frecuencia aumenta con la temperatura de la zona enfocada. Un método sencillo para conseguir una variación de frecuencia suficientemente amplia consiste en utilizar un oscilador de relajación. Como no es preciso que la salida esté constituida por un tono puro, la señal cuadrada producida por este tipo de circuito resulta satisfactoria.

El oscilador utilizado es un multivibrador con acoplamiento simétrico colector-base *(TR5, TR6)* cuya frecuencia se modifica mediante el control de la corriente de base suministrada a cada transistor. Las corrientes de base se obtienen de dos generadores de corriente constante *(TR3, TR4)* cuya corriente está determinada por el valor de los resistores de emisor *(R10, R12)* (10 kilohmios) y del potencial de base. Conectando ambas bases a un punto común, colector de *TR2*, se obtiene una salida simétrica. Con una alimentación de 27 V, este punto (colector de *TR2)* produce una tensión de control que se varía de 0 a 15 V, o de 0 a 10 V, según sea

la alimentación. Se fija un límite superior de 9 V por medio del diodo de referencia *D1*, lo que limita la corriente a 0,9 mA.

En la práctica, el límite inferior de la tensión de control no puede llegar a cero, sino que queda fijado aproximadamente a 0,7 V. La corriente de mantenimiento necesaria la proporciona el resistor de 1,2 megohmios conectado a la alimentación de 9 V. Este límite inferior evita la inestabilidad en alta frecuencia que se presenta cuando la corriente de *TR2* disminuye tanto que la tensión de control correspondiente resultaría inferior a la tensión base-emisor de los transistores. El mínimo de 0,7 V corresponde a una nota baja, de unos 100 Hz aproximadamente. El límite superior de frecuencia, que depende en cierta medida de los componentes de acoplamiento, es de 10 kHz a 9 V.

Si el instrumento se ajusta de forma que proporcione una tensión de control elevada en el momento de ponerlo en marcha, ambos transistores *TR5* y *TR6* recibirán inmediatamente una corriente suficiente para saturarlos. En este caso el circuito no oscilará. Por esto se hace crecer lentamente la corriente inicial de conexión, retardando la subida de la tensión de control, por medio del condensador de 2,5 microfarodios, *C3*, conectado en paralelo con la carga de 47 kilohmios, *R6*.

En el prototipo se empleó un altavoz miniatura de 0,5 W para la señal acústica. Un seguidor de emisor, *TR7*, proporciona la ganancia de corriente necesaria para excitar el altavoz. El transistor *TR7* está acoplado directamente al multivibrador mediante una toma intermedia de la carga de colector. Con el resistor de emisor, *R15*, de 100 ohmios, la corriente de *TR7* queda limitada a 6 mA aproximadamente. Esta es la intensidad que atraviesa el primario del transformador, de relación 5,5:1, que excita el altavoz de 150 ohmios.

LIBROS



RECEPTORES PORTATILES CON TRANSISTORES, de H. Sutaner. Un volumen de 135 páginas (12 × 17 cm), con 86 figuras. Colección «Electrónica Práctica». Marcombo. Barcelona, 1968.

Dada la gran difusión de los radiorreceptores transistorizados y como continuación a lo tratado en el libro «De la galena al Transistor» de esa misma colección, este volumen nos presenta una selección de circuitos prácticos de receptores de radio.

Empieza recordando algunos principios fundamentales relacionados con las partes básicas de todo receptor de radio, como son los amplificadores de audio y de FI, los pasos conversores de frecuencia, los detectores, etc. Cita especialmente las precauciones a tomar con respecto a la estabilización y compensación de temperatura para obtener el máximo rendimiento de los transistores.

A continuación se describen varios receptores comerciales disponibles en el mercado europeo, tanto para AM como para AM/FM, y la construcción casera de radiorreceptores para onda media y combinados para onda media y onda larga.

Se dedica un último capítulo a considerar detalladamente los diversos componentes que integran un receptor de radio, tales como bobinas, resistores, condensadores, altavoces, pilas y placas de circuito impreso. También se describen componentes mecánicos, tales como la caja y las escalas de sintonía.

Figura como apéndice una interesante tabla para facilitar la localización y reparación de averías en los receptores de radio transistorizados.

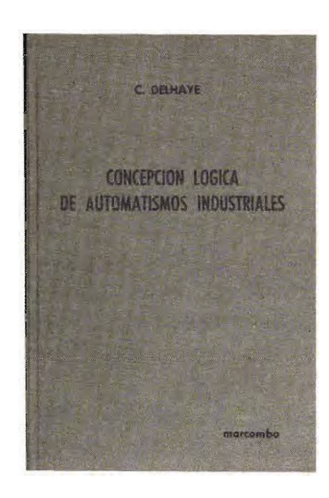


RADIO-ESTEREOFONIA, por Ir. W. P. Neidig y P. W. Zwollo. Un volumen de 120 páginas 15,5 × 21,5 cm). Biblioteca Técnica Philips. Paraninfo. Madrid, 1968.

Este manual está dedicado al estudio de la emisión radiofónica en estereofonía. En los Estados Unidos el Comité Federal de Comunicaciones (F. C. C.) ha adoptado un sistema único; en Europa se realizan emisiones de prueba, pero no se ha tomado ninguna decisión sobre el sistema a utilizar en el futuro. No obstante, cabe esperar que el sistema que se adopte sea prácticamente el mismo con ligeras modificaciones.

Por ello se hace especial hincapié a lo largo del libro en el sistema F. C. C. Después de unas nociones sobre el concepto de estereofonía y las técnicas estereofónicas, se describen con detalle los principios y características del sistema F. C. C. Seguidamente se describe el circuito, funcionamiento y ajuste de los equipos que se emplean para la transmisión y recepción radiofónica de estereofonía: submoduladores, decodificadores, indicadores, conmutadores mono-estéreo.

En resumen, este libro constituye una buena introducción al estudio de la transmisión estereofónica.



CONCEPCION LOGICA DE AUTOMATISMOS INDUSTRIALES. RELES ELECTROMECANICOS. RELES ELECTRONICOS, por C. Delhaye. Un volumen de 176 gáginas (14,5 × 21,5 cm) con 192 figuras. Marcombo, S. A. Barcelona, 1968.

La mayor parte de los procedimientos empleados para automatizar un proceso industrial, cualquiera que sea el órgano con ayuda del cual se lleva a cabo (mecánico, neumático, hidráulico, eléctrico o electrónico), se basa en el funcionamiento por «todo o nada». Es decir, en la técnica de los órganos binarios.

En este libro se estudian los principios y reglas de la técnica lógica binaria y su aplicación a la resolución de problemas prácticos de automatización. Se pone de manifiesto la facilidad con que puede resolverse cualquier problema planteado de este tipo y la posibilidad de elección, una vez resuelto, del órgano más adecuado para llevar a la práctica la solución hallada. Cualquiera que sea el órgano empleado, la solución se basa siempre en los mismos principios y reglas de la técnica lógica binaria.

A modo de aplicación práctica, se plantean y resuelven racionalmente ejemplos y problemas de diferentes tipos; se dedica especial importancia a la utilización de órganos eléctricos y electrónicos. En especial, se pone de manifiesto las grandes posibilidades de los órganos electrónicos (Norbit, circuitos bloque) para la resolución de los problemas de automatización industrial.

Se ha dado al libro un carácter práctico y los numerosos ejemplos de aplicación serán evidentemente de gran utilidad para los técnicos que deseen dedicarse a la automatización de cualquier tipo de proceso.



PROYECTO Y CONSTRUCCION DE BOBINAS, por Clive Sinclair. Un volumen de 166 páginas (12 × 17 cm). 2.ª Edición. Manuales Tecnológicos n.º 3. Paraninfo. Madrid, 1968.

Este manual está dedicado al estudio del proyecto y construcción de bobinas y transformadores de diferentes clases para equipos electrónicos. Se analizan las características de bobinas y transformadores y se describen ejemplos prácticos.

Para dar una idea exacta del contenido de este manual, copiamos a continuación los títulos de los quince capítulos y dos apéndices de que consta:

- Bobinas de radiofrecuencia. Tipos y características.
- Proyecto y construcción de bobinas de radiofrecuencia.
- Choques de alta frecuencia.
- Transformadores de alimentación.
- Choques de baja frecuencia.
- Choques por los que circula corriente continua.
- Transformadores de acoplo entre válvulas, con corriente continua circulante.
- Transformadores de salida para una sola válvula.
- Determinación del entrehierro.
- Transformadores para salida en contrafase y transformadores para altavoz.
- Transformadores de entrada y de acoplo entre válvulas.
- Transformadores intervalvulares en contrafase.
- Detalles constructivos.
- Métodos de prueba.
- Cálculo del diámetro del hilo.
- Tablas de características de hilos de cobre.
- Construcción de bobinas para televisión.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A

REVISTA MINIWATT - Copresa

BALMES, 22 - ***BARCELONA - 7***


REVISTA Miniwatt
18 Pts.
Vol. 8 - Núm. 5

REVISTA *Miniwatt*

Revista técnica bimestral dedicada a la Radio, Televisión, Telecomunicaciones, Amplificación, Industria y demás aplicaciones de la Electrónica

DIRECCIÓN: LUIS ROIZ NORIEGA
Doctor Ingeniero de Telecomunicación

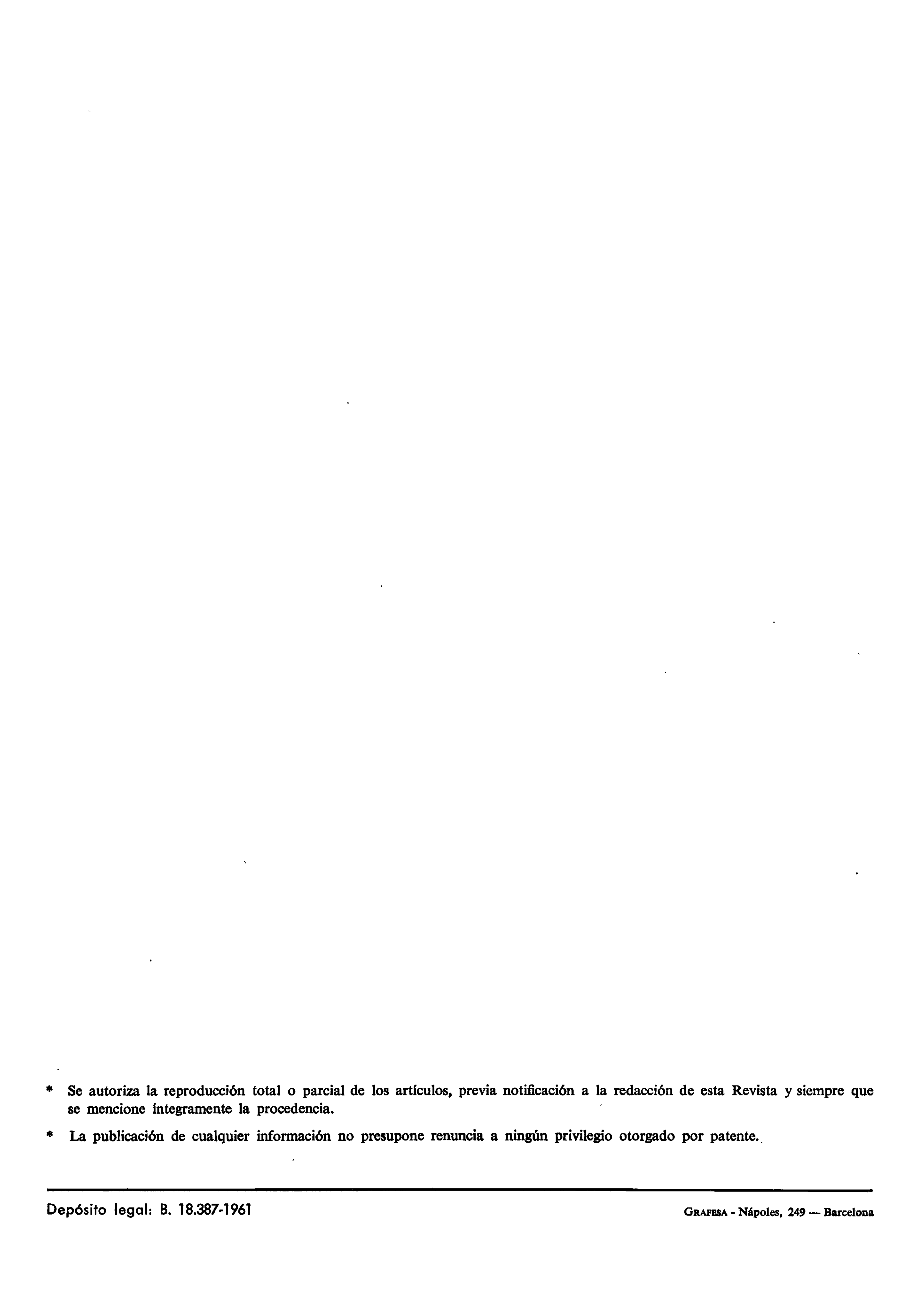
REDACCIÓN: JUAN GARRIGA PUJOL
Licenciado en Ciencias

EDITADA POR:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA" S. A.
Balmes, 22 - BARCELONA - 7

Precio del ejemplar: 18 pesetas
Suscripción anual: 100 pesetas

SETIEMBRE 1969
Vol. 8, Núm. 5



Depósito legal: B. 18.387-1961

GRAFESA - Nápoles, 249 — Barcelona

AMPLIFICADORES DE ANTENA CON TRANSISTORES

El empleo de transistores en los amplificadores de antena para la recepción de señales de TV y de FM se ha visto restringido a causa de fenómenos de intermodulación inherentes a los semiconductores (heterodinación de dos o más señales presentes en la entrada dando lugar a señales de frecuencia no relacionada armónicamente a la salida del amplificador). Los transistores modernos han logrado superar esta dificultad en los circuitos que se describen en este artículo. Gracias a ellos se obtienen amplificadores con potencias de salida desde 10 a 150 mW por señal, así como amplificadores de banda ancha capaces de entregar hasta 70 mV por señal a una impedancia de carga de 50 ohmios.

Introducción

El comportamiento de los transistores en cuanto a intermodulación ha limitado la potencia de salida que podía obtenerse de los mismos hasta el punto de hacerlos parecer inadecuados para su uso en los amplificadores de antena. Pero, dadas las ventajas evidentes de los semiconductores comparados con las válvulas (vida más larga, menor consumo de potencia, tamaño reducido y mejora del nivel de ruido en las frecuencias elevadas), se procuró reducir el fenómeno de la intermodulación a un nivel aceptable. El resultado ha sido la creación de nuevos transistores con los cuales es posible construir amplificadores de canal o de banda capaces de satisfacer plenamente las tolerancias de intermodulación más exigentes y, al propio tiempo, suministrar una potencia de salida al menos igual a la que se obtiene con los amplificadores de válvulas. Es más, con los nuevos transistores es posible la construcción de amplificadores de antena de banda ancha capaces de abarcar todo el espectro de frecuencias destinado a la televisión y a la frecuencia modulada, desde los 40 MHz hasta los 860 MHz.

Se describe a continuación el diseño, la construcción, el procedimiento de ajuste y los resultados obtenidos en diez amplificadores de antena en los que se utilizan estos modernos transistores. Cinco de los amplificadores aquí descritos son monocanales, tres son amplificadores de toda una banda y, finalmente, los dos últimos son amplificadores de banda ancha. Las características principales se indican en la tabla 1.

Cada uno de los amplificadores monocanal está proyectado para la recepción de un canal único, sin que se haya previsto la posibilidad de sintonizarlo para que pueda trabajar en otros canales de la misma banda.

La potencia de salida de 150 mW indicada para dos de los amplificadores monocanales de la tabla, sólo es necesaria en grandes instalaciones. En la mayoría de los casos resulta suficiente una potencia mucho menor, con la ventaja de que entonces pueden utilizarse transistores de precio más reducido. Teniendo en cuenta este aspecto, se incluyen los circuitos de dos amplificadores para el canal 9 con una potencia de salida de 60 y 10 mW por señal, respectivamente.

La relación de ondas estacionarias expresada en tensión a la entrada y a la salida de los amplificadores descritos no excede en ningún caso de 2 para cualquiera de las frecuencias comprendidas dentro del canal o de la banda de trabajo. Para evitar cualquier posible interferencia provocada por señales de los canales o bandas adyacentes, se ha procurado que los circuitos de entrada sean altamente selectivos.

Los circuitos de salida de casi todos los amplificadores de canal y de banda son adecuados para conexión en común con la de amplificadores destinados a la recepción de otros canales o bandas para excitar la impedancia de 30 ohmios presentada por dos cables coaxiales de 60 ohmios cada uno, como muestra la fig. 1. Para evitar interferencia mutua entre los diferentes amplificadores unidos a un mismo par de cables, el circuito de salida de cada uno está

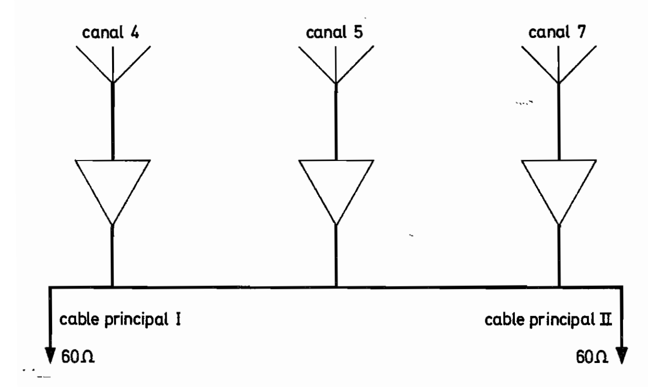


Fig. 1. Disposición típica de varios amplificadores alimentando dos cables de 60 ohmios en paralelo

diseñado de manera que presenta una impedancia elevada a cualquier frecuencia diferente a la del canal o banda que debe amplificar. Cualquiera de los amplificadores descritos puede ser adaptado para trabajar con cables coaxiales de impedancia distinta a la indicada, o en una distribución diferente a la representada en la fig. 1, siempre que se modifiquen convenientemente los circuitos de entrada y de salida.

Circuitos

La fig. 2 muestra la disposición adecuada para el ajuste de los circuitos de salida de los amplificadores de canal y de banda. Esta disposición debe ajustarse previamente con dos cargas artificiales, una de 30 ohmios y otra de 60 ohmios, conectadas alternativamente en lugar del amplificador de antena, es decir, en el punto A. Con la carga artificial de 30 ohmios, debe aparecer la línea «a» en la pantalla del osciloscopio de la misma fig. 2, indicando así la existencia de una relación de ondas estacionarias igual a la unidad; con la carga artificial de 60 ohmios, debe aparecer en la pantalla la línea «b», indicando una relación de estacionarias igual a 2.

Para el ajuste del circuito de entrada, se utiliza la misma disposición, pero con una impedancia artificial distinta (50 a 60 ohmios) y con la entrada del amplificador conectada al punto A en lugar de estarlo a la salida. Con esta carga artificial conectada, la línea de ajuste «a» (representativa de la relación

Tabla 1. Principales características de los amplificadores de antena

amplificador	frecuencia	número de etapas	tensión aliment.	ganancia transduc.	salida por señal	factor intermod. a la salida indicada	factor ruido
canal 4	61 - 68 MHz	2	24 V	50 dB	150 mW	—30 dB	7 dB
canal 9	202 -209 MHz	3	24 V	44 dB	150 mW	—30 dB	6,3 dB
canal 9	202 -209 MHz	3	24 V	48 dB	60 mW	—30 dB	5,7 dB
canal 9	202 -209 MHz	3	24 V	49 dB	10 mW	—30 dB	5,5 dB
canal 55	742 -750 MHz	4	24 V	30 dB	80 mW	—30 dB	7 dB
banda I	47 - 68 MHz	2	24 V	52 dB	10 mW	—60 dB	6 -6,5 dB
banda II	87,5-108 MHz	2	24 V	43 dB	25 mW	—50 dB	6 -6,5 dB
banda III	174 -230 MHz	3	24 V	39 dB	10 mW	—60 dB	6,2-6,7 dB
banda ancha	40 -860 MHz	2	24 V	13,5 dB	30 mV*	—60 dB	6,3-10 dB
banda ancha	40 -860 MHz	4	24 V	26 dB	70 mV*	—60 dB	6,9-10 dB

* sobre 50 Ω

de ondas estacionarias igual a la unidad) se obtiene sustituyendo el amplificador por una carga artificial de 60 ohmios, y la línea «b» (VSWR = 2) mediante la conexión de una carga artificial de 30 ohmios.

Las curvas representativas de la banda de paso se comprueban por el método convencional, utilizando un vobulador y un osciloscopio junto con impedancias de acoplamiento apropiadas.

Para la obtención de la máxima potencia de salida dentro del nivel admisible de intermodulación, es esencial que el transistor de salida trabaje con la admitancia de carga para la cual es mínima la intermodulación. Para asegurar este valor óptimo, los transistores de salida, tanto de los amplificadores de canal como de los de banda, se sustituyen por una carga artificial consistente en un resistor y un condensador conectados en paralelo y que represente el valor óptimo de la admitancia de carga. En la descripción de los amplificadores se dan los valores adecuados de resistencia y capacidad hallados experimentalmente. Como sea que la capacidad que debe utilizarse en estas cargas depende no sólo de la capacidad de salida del transistor, sino también de las características de montaje del propio paso de salida, en la práctica puede ser necesario cierta desviación con respecto a los valores indicados en la tabla.

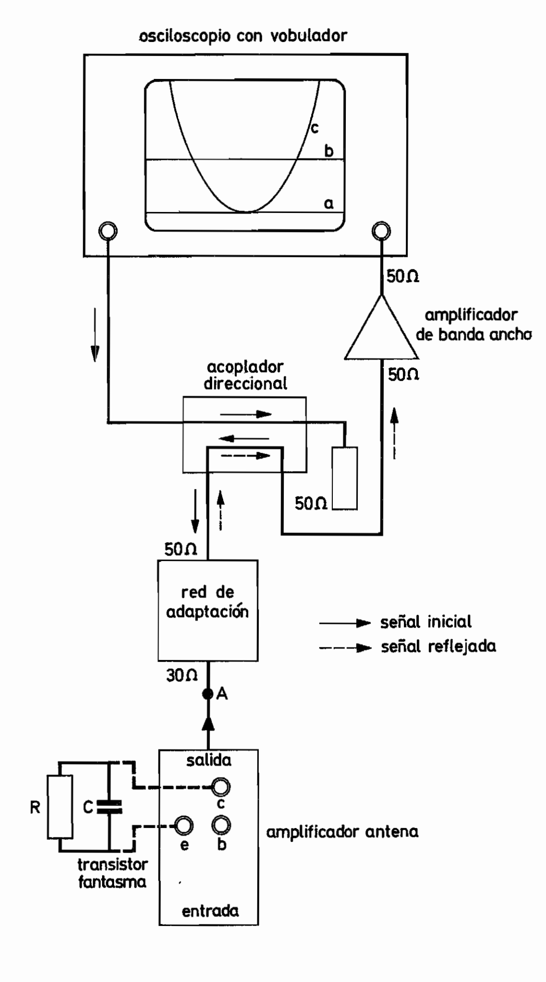


Fig. 2. Disposición recomendada para el ajuste de los amplificadores. Mediante el vobulador y el osciloscopio pueden ajustarse la banda de paso y la relación de ondas estacionarias, tanto a la entrada como a la salida de los amplificadores. Las líneas «*a*» y «*b*» en la pantalla del osciloscopio son líneas de calibración y corresponden respectivamente a una relación de ondas estacionarios igual a 1 y a 2. El amplificador de banda ancha impide la sobrecarga del amplificador de antena durante la medida de ondas estacionarias en sus terminales de entrada

En los amplificadores de canal y de banda destinados a funcionar en las bandas I, II y III, el transistor BFW16 que se ha utilizado en los circuitos puede ser sustituido por el tipo BFW17, el cual resulta más económico. El ajuste de corriente continua que proporciona la mayor potencia de salida y el menor porcentaje de intermodulación es idéntico para ambos transistores: $I_E = 70$ mA y $V_{CE} = 18$ V. En cualquiera de los dos casos debe asegurarse la adecuada disipación de calor mediante un disco de óxido de berilio colocado entre la cápsula del transistor y el chasis de montaje.

Amplificador para el canal 4

El esquema de este amplificador se muestra en la fig. 3 y el análisis de su comportamiento en las figs. 4, 5 y 6. Sus condiciones de funcionamiento en ausencia de señal y los valores de resistencia y capacidad de la carga artificial de ajuste, se dan en la tabla 2.

Tabla 2. Amplificador para canal 4

etapa	transistor	ajuste cc		ajuste carga artificial	
		V_{CE}	I_E	R	C
primera	BFY90	12 V	6 mA	—	—
salida	BFW16	18 V	70 mA	240 Ω	10 pF

Los transistores con una frecuencia de transición muy elevada, tales como los tipos BFY90 y BFW16, pueden dar lugar a inestabilidades cuando se usan para frecuencias relativamente bajas. Por este motivo debe prestarse especial atención en asegurar que

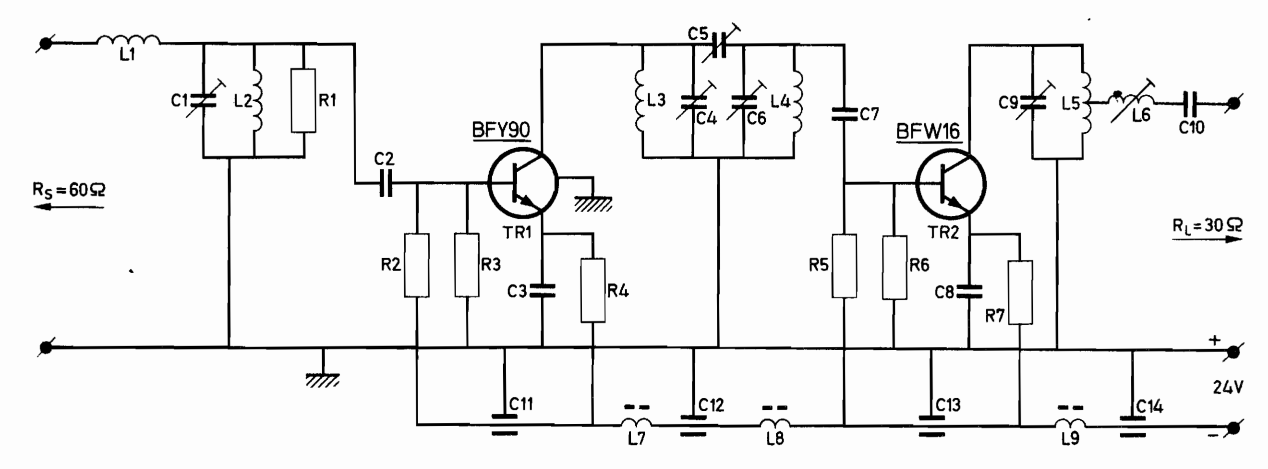
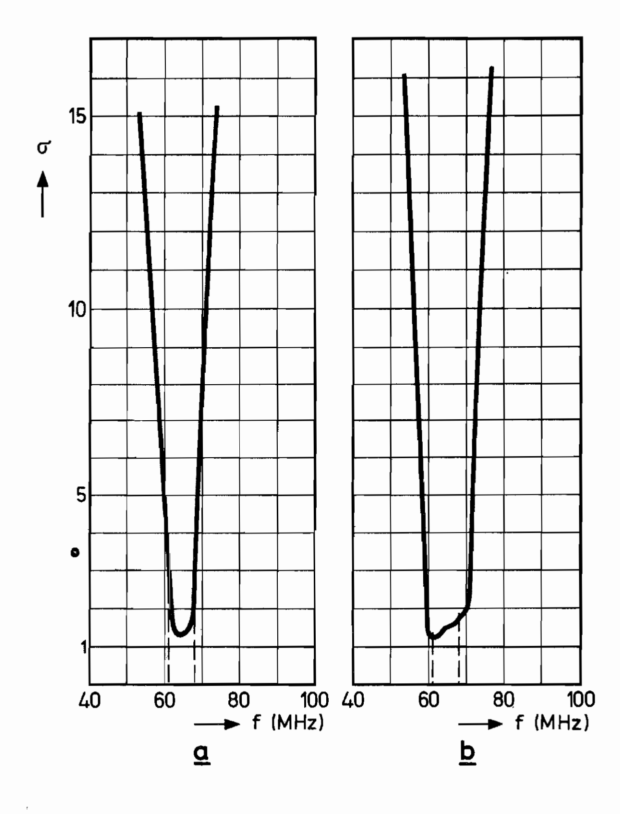


Fig. 3. Esquema del amplificador para el canal 4 con potencia de salida por señal de 150 mW

R_1	1,2 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	Todos los resistores de ±5%	C_1, C_4-C_6, C_9	12 pF
R_2	2,2 kΩ, $\frac{1}{8}$ W		C_2, C_{10}	15 pF cerámico ±5%
R_3	1,5 kΩ, $\frac{1}{8}$ W		C_3, C_8	4,7 nF disco –20/+50%
R_4	1 kΩ, $\frac{1}{8}$ W		C_7	27 pF cerámico ±5%
R_5	470 Ω, $\frac{1}{4}$ W		C_{11}-C_{14}	4,7 nF pasamuros –20/+50%
R_6	1,2 kΩ, $\frac{1}{4}$ W			
R_7	82 Ω, $\frac{1}{2}$ W			

L1 450 nH, 13 espiras de 5 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm y paso de devanado de 0,5 mm.
L2 400 nH, 12 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 1 mm y paso de devanado de 1,5 mm.
L3 300 nH, 10 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 1 mm y con un paso de devanado de 2 mm.
L4 165 nH, 6 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 1 mm y un paso de devanado de 2 mm.
L5 275 nH, 10 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 1 mm y un paso de devanado de 2,5 mm. Derivación a 4,5 espiras del lado de masa.
L6 300 nH, 7 espiras de 12 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2 mm.
L7 - *L9*, choque de RF tipo 4312 020 36701.



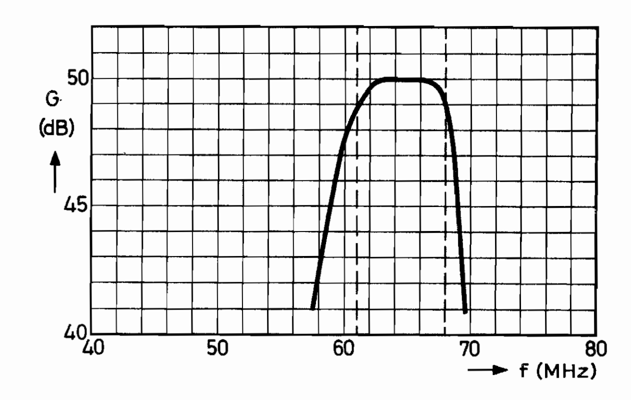


Fig. 5. Curva de la banda de paso que muestra la ganancia en función de la frecuencia, en el amplificador de la fig. 3

Fig. 4. Relación de ondas estacionarias (en tensión) media a la entrada *(a)* y a la salida *(b)* del amplificador de la figura 3

los emisores de ambos transistores queden perfectamente desacoplados hasta la frecuencia más alta para la que pudiera ocurrir oscilación.

Con la disposición mostrada en la fig. 2, el ajuste se lleva a cabo en dos etapas. Primero se ajusta el circuito de salida con objeto de asegurar que la admitancia de carga del transistor de salida es óptima y que la relación de ondas estacionarias en los terminales de salida es igual a 2 o menos en todo el margen de frecuencia comprendido entre 61 y 68 MHz; a continuación se ajustan los circuitos de entrada y de interetapa para dar la banda de paso necesaria y una relación de ondas estacionarias igual a 2 o menos en los terminales de entrada y en los de salida.

Con el transistor de salida retirado de su zócalo y la carga artificial conectada entre los terminales de colector y de emisor, se ajustan *C9*, *L6* y la toma de *L5* hasta que el osciloscopio indique una relación de ondas estacionarias igual a la unidad para la frecuencia central del canal, y una relación igual a 2 o menos en todo el ancho de banda. Una vez completado este ajuste, se retira la carga artificial y se coloca el transistor de salida en su soporte; ya no debe hacerse ningún otro ajuste del circuito de salida.

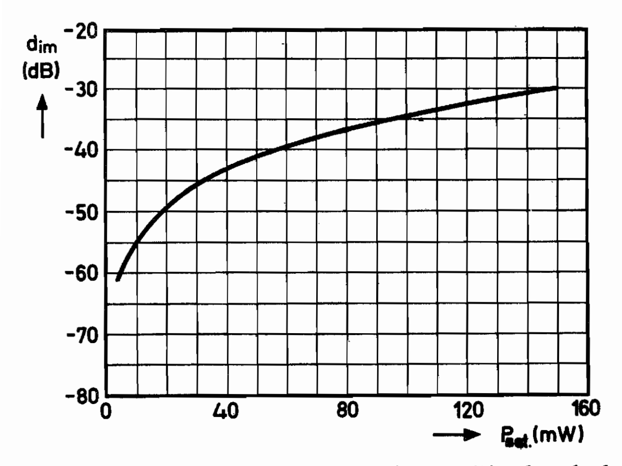


Fig. 6. Factor de intermodulación del amplificador de la figura 3 en función de la potencia de salida por señal

El acoplamiento óptimo entre el circuito de salida y la carga artificial queda así comprobado para los terminales de salida del amplificador. Este ajuste sólo puede dar resultados exactos si las pérdidas en el circuito de salida son tan pequeñas que puedan ser despreciadas. Para ello se ha tomado la precaución de devanar al aire las bobinas del filtro de salida con un conductor grueso y plateado, desechándose el uso de núcleos de ferrita.

El circuito de entrada y los de interetapa se sintonizan mediante el ajuste de *C1*, *C4* y *C6*, mientras que la banda de paso correcta se obtiene ajustando *C5* y observando en el osciloscopio la curva de respuesta. El filtro de entrada tiene la misión de asegurar que:

— el transistor *TR1* trabaje con una admitancia de entrada óptima para el mínimo nivel de ruido,
— la relación de ondas estacionarias (siempre en tensión) sea igual o inferior a 2 para todo el ancho del canal y
— la entrada sea lo más selectiva posible.

Como sea que el filtro de entrada determina la admitancia de entrada del transistor *TR1*, el valor de su admitancia de salida queda automáticamente fijada. El condensador *C7* ha sido elegido de manera que la relación de ondas estacionarias en la salida sea igual a 2 o menos en todo el ancho del canal, condición para la cual su capacidad resulta un tanto crítica. La sintonía de *C4* y de *C6* casi no tiene efecto sobre la relación de ondas estacionarias en la entrada del amplificador, pero sí influye en la relación de ondas estacionarias en la salida, de manera que si se toman las consiguientes precauciones para no deformar la curva de la banda de paso, ambas capacidades pueden reajustarse y obtener así pequeñas correcciones en el acoplamiento de la salida.

Amplificadores para el canal 9

Los esquemas de amplificadores para el canal 9 con potencias de salida de 150 mW, 60 mW y 10 mW se muestran en las figs. 7, 11 y 15, mientras que las curvas ilustrativas de su funcionamiento aparecen en las figs. 8 a 10, 12 a 14 y 16 a 18, respectivamente. Los valores para el ajuste de corriente continua (reposo), así como los de resistencia y capacidad de las cargas artificiales para los tres amplificadores se indican en la tabla 3.

El procedimiento de ajuste de los tres amplificadores viene a ser el mismo que se ha empleado en el amplificador de canal 4 descrito. Tras el ajuste del circuito de salida con la ayuda de la carga artificial apropiada, también se retira el transistor de salida de su zócalo para el ajuste de los circuitos de entrada y de interetapa, con el fin de obtener la mayor ganancia de potencia posible dentro del ancho de banda necesario y manteniendo siempre una relación de ondas estacionarias igual a 2 o menos en

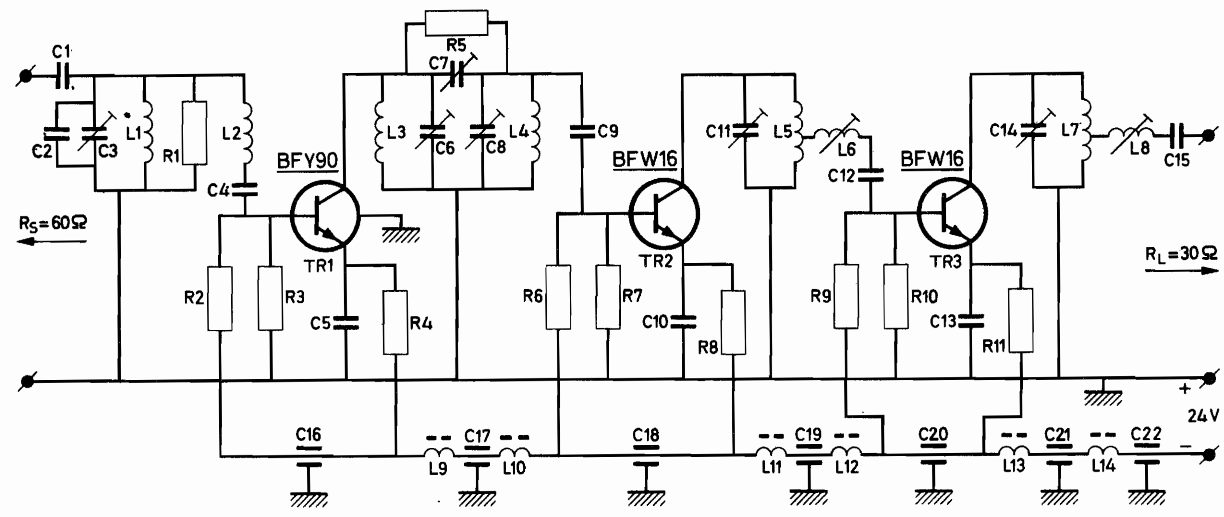
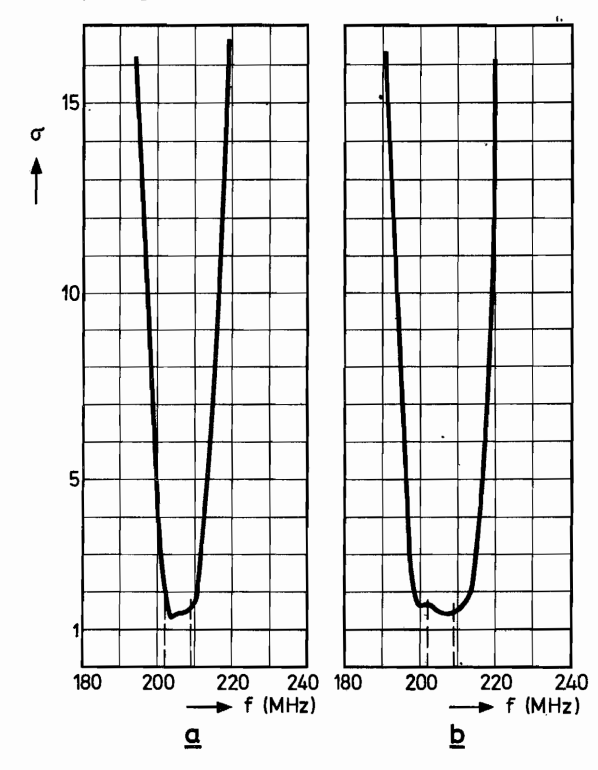


Fig. 7. Amplificador para canal 9 con una potencia de salida por señal de 150 mW

R_1	1,6 kΩ, $\frac{1}{8}$ W		C_1, C_9, C_{12}	3,9 pF cerámico ±0,5 %
R_2	2,4 kΩ, $\frac{1}{8}$ W		C_2	10 pF cerámico ±0,5 %
R_3	3,3 kΩ, $\frac{1}{8}$ W		C_3, C_6, C_8, C_{11}, C_{14}	12 pF
R_4	1 kΩ, $\frac{1}{8}$ W			
R_5	7,5 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	Todos los resistores de ±5 %	C_4, C_5, C_{10}, C_{13}	1 nF disco −20/+50 %
R_6	750 Ω, $\frac{1}{4}$ W		C_7	3 pF
R_7	1,8 kΩ, $\frac{1}{4}$ W		C_{15}	2,2 pF cerámico ±0,5 %
R_8	180 Ω, $\frac{1}{4}$ W		C_{16}-C_{22}	4,7 nF pasamuros −20/+50 %
R_9	470 Ω, $\frac{1}{4}$ W			
R_{10}	1,2 kΩ, $\frac{1}{4}$ W			
R_{11}	82 Ω, $\frac{1}{2}$ W			

L1, L3, L4 35 nH, 2 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2 mm.
L2 120 nH, 5,5 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2 mm.
L5 35 nH, 2 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2 mm. Derivación a 3/4 de espira desde el lado de masa.
L6 100 nH, 4,5 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2 mm.
L7 60 nH, 3 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2,5 mm. Derivación a 3/4 de espira desde el lado de masa.
L8 165 nH, 5,5 espiras de 11 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2 mm.
L9 - L14, choque de RF tipo 4312 020 36701.



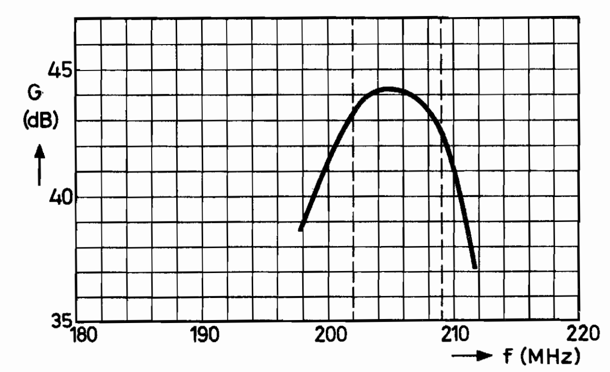


Fig. 9. Curva de la banda de paso del amplificador de la fig. 7

Fig. 8. Relación de ondas estacionarias (en tensión) medida a la entrada *(a)* y a la salida *(b)* del amplificador de la figura 7

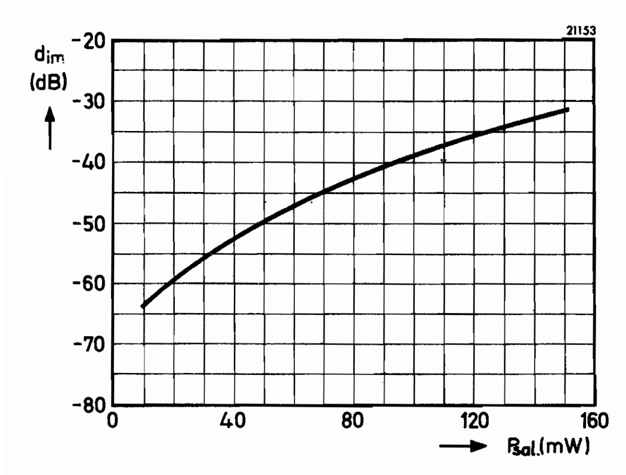


Fig. 10. Factor de intermodulación del amplificador de la fig. 7 en función de la potencia de salida por señal

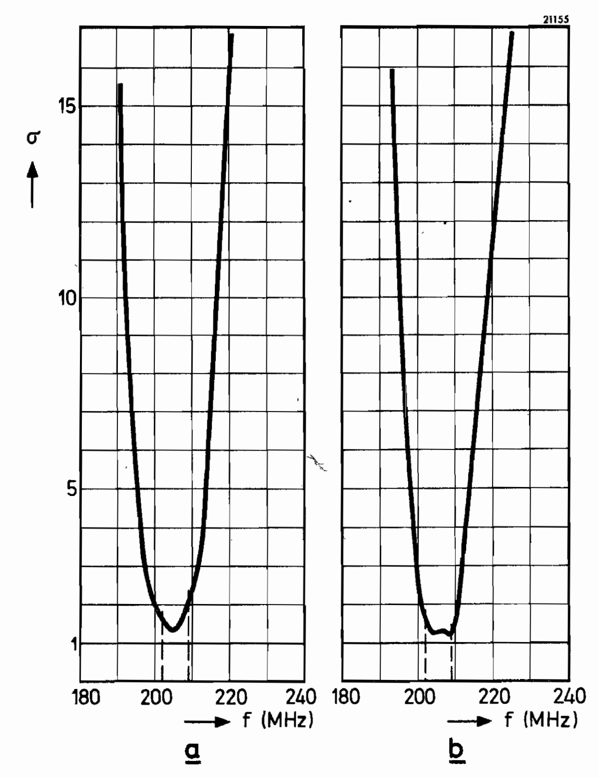


Fig. 12. Relación de ondas estacionarias (en tensión) medida a la entrada *(a)* y a la salida *(b)* del amplificador de la fig. 11

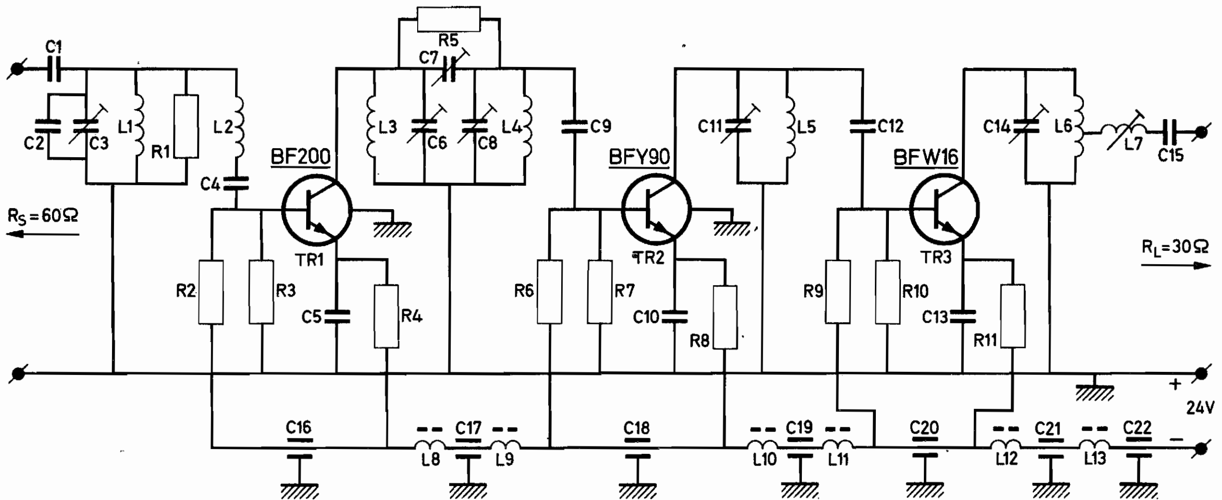


Fig. 11. Amplificador para canal 9 con una potencia de salida por señal de 60 mW

R_1	1,6 kΩ, 1/8 W	
R_2	2,4 kΩ, 1/8 W	
R_3	3,3 kΩ, 1/8 W	
R_4	3 kΩ, 1/8 W	
R_5	3,9 kΩ, 1/8 W	Todos los resistores de ±5%
R_6	1,3 kΩ, 1/8 W	
R_7	910 Ω , 1/8 W	
R_8	1,3 kΩ, 1/8 W	
R_9	470 Ω , 1/4 W	
R_{10}	1,2 kΩ, 1/4 W	
R_{11}	165 Ω , 1/2 W	

C_1	4,7 pF cerámico ±0,5%
C_2, C_{12}	5,6 pF cerámico ±0,5%
C_3, C_6, C_8, C_{11} C_{14},	12 pF
C_4, C_5, C_{10}, C_{13}	1 nF disco −20/+50%
C_7	3 pF
C_9	6,8 pF cerámico ±0,5%
C_{15}	2,2 pF cerámico ±0,5%
C_{16}-C_{22}	4,7 nF pasamuros −20/+50%

L1, *L3-L5* 35 nH, 2 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2 mm.
L2 120 nH, 5,5 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2 mm.
L6 60 nH, 3 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2,5 mm. Derivación a 3/4 de espira desde el lado de masa.
L7 165 nH, 5,5 espiras de 11 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2 mm.
L8 - *L13*, choque de RF tipo 4312 020 36701.

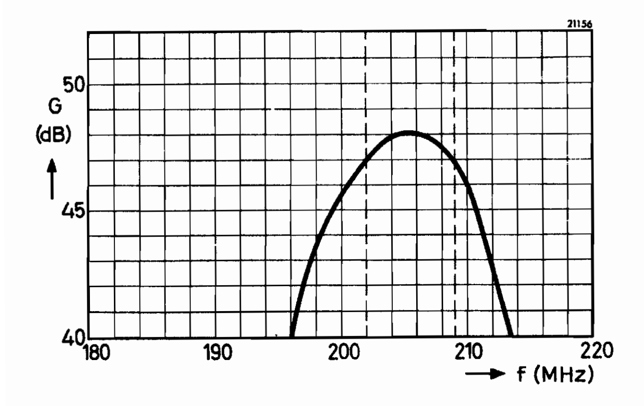


Fig. 13. Curva de la banda de paso del amplificador de la figura 11

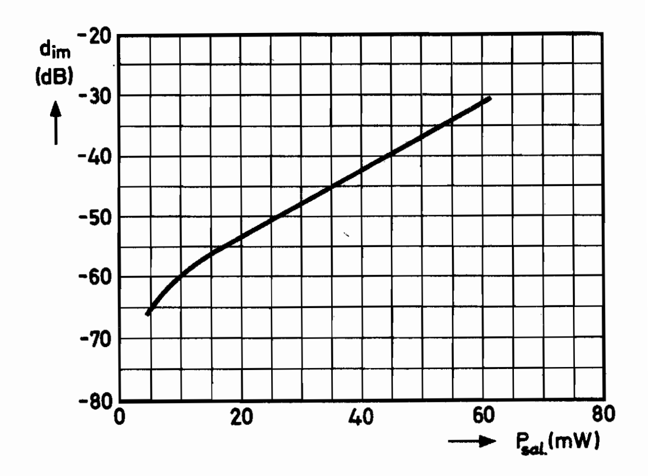


Fig. 14. Factor de intermodulación del amplificador de la figura 11 en función de la potencia de salida por señal

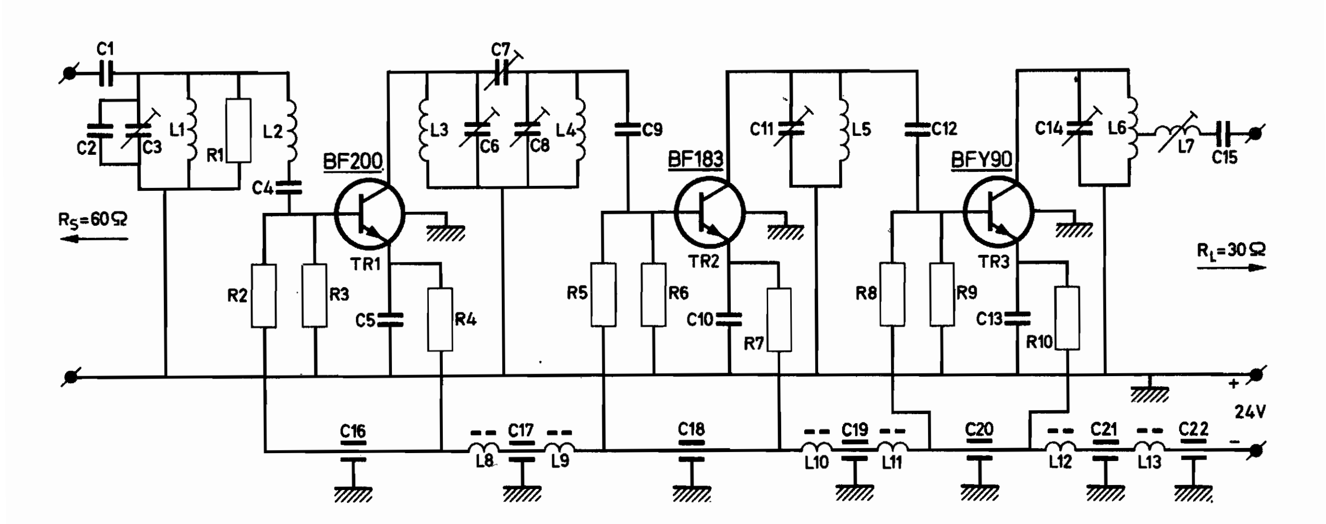


Fig. 15. Amplificador para canal 9 con una potencia de salida por señal de 10 mV

R_1	1,8 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	Todos los resistores de ±5%
R_2, R_5, R_8	1,3 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	
R_3, R_6, R_9	910 Ω , $\frac{1}{8}$ W	
R_4	6,8 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	
R_7	3,3 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	
R_{10}	1 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	

C_1, C_2, C_{12}	3,9 pF cerámico ±0,5%
C_3, C_6, C_8, C_{11}, C_{14}	12 pF
C_4, C_5, C_{10}, C_{13}	1 nF disco −20/+50%
C_7	3 pF
C_9	5,6 pF cerámico ±0,5%
C_{15}	2,2 pF cerámico ±0,5%
C_{16}-C_{22}	4,7 nF pasamuros −20/+50%

L1, *L3*, *L4*, *L5* 35 nH, 2 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2 mm.
L2 120 nH, 5,5 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2 mm.
L6 60 nH, 3 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2,5 mm. Derivación a 1/2 espiras del lado de masa.
L7 165 nH, 5,5 espiras de 11 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2 mm.
L8 - *L13*, choque de RF tipo 4312 020 36701.

Tabla 3. Amplificadores para canal 9

amplificador	etapa	transistor	ajuste cc		ajuste carga artificial	
			I_E	V_{CE}	R	C
150 mW (Fig. 7)	primero	BFY90	10 mA	12 V	—	—
	excitador	BFW16	40 mA	18 V	—	—
	salida	BFW16	70 mA	18 V	220 Ω	5,6 pF
60 mW (Fig. 11)	primero	BF200	3 mA	15 V	—	—
	excitador	BFY90	10 mA	10 V	—	—
	salida	BFW16	40 mA	18 V	390 Ω	5,6 pF
10 mW (Fig. 15)	primero	BF200	2 mA	10 V	—	—
	excitador	BF183	4 mA	10 V	—	—
	salida	BFY90	14 mA	10 V	560 Ω	1,8 pF

la entrada. Por último la relación de ondas estacionarias a la salida debe disminuirse hasta 2 o menos en todo el ancho del canal mediante el ajuste de los condensadores de sintonía de los circuitos de acoplamiento interetapa, procurando no deformar la curva de la banda de paso necesaria.

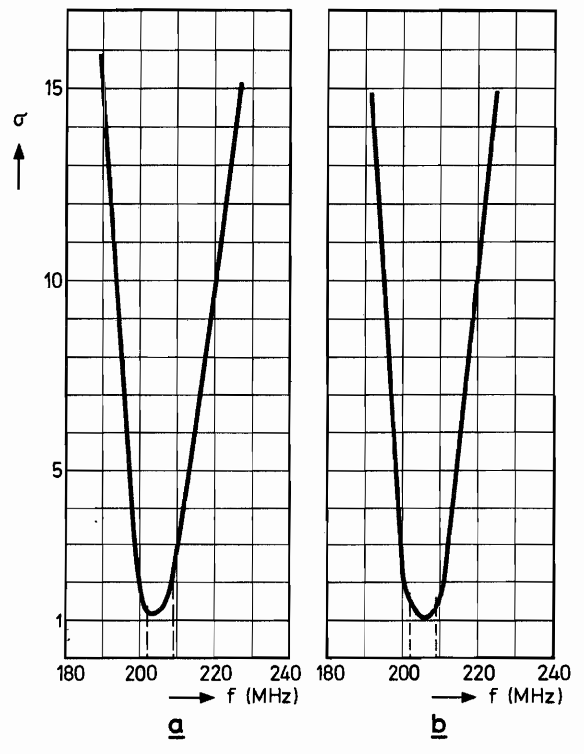


Fig. 16. Relación de ondas estacionarias (en tensión) medida a la entrada *(a)* y a la salida *(b)* del amplificador de la figura 15

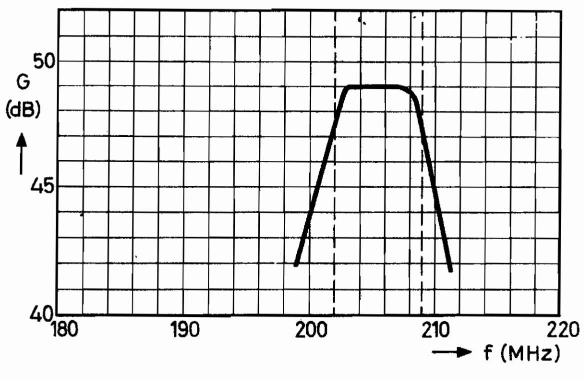


Fig. 17. Curva de la banda de paso del amplificador para canal 9 de la fig. 15

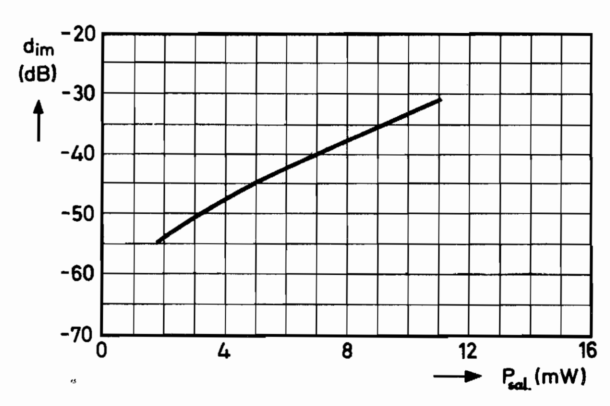


Fig. 18. Factor de intermodulación del amplificador de la figura 15 en función de la potencia de salida por señal

Amplificador para el canal 55

El esquema de este amplificador aparece en la figura 19 y los gráficos de su comportamiento en las figuras 20 a 22. En la tabla 4, se dan los valores de ajuste en c.c. El ajuste se lleva a cabo sin la ayuda de una carga artificial debido a que su transformación de impedancias resultaría demasiado grande para la frecuencia del canal 55.

Antes de proceder al ajuste del amplificador para mínima intermodulación, es preciso primero conseguir la curva de banda de paso apropiada para máxima ganancia. El procedimiento recomendado consiste en empezar en la etapa de salida y dirigirse

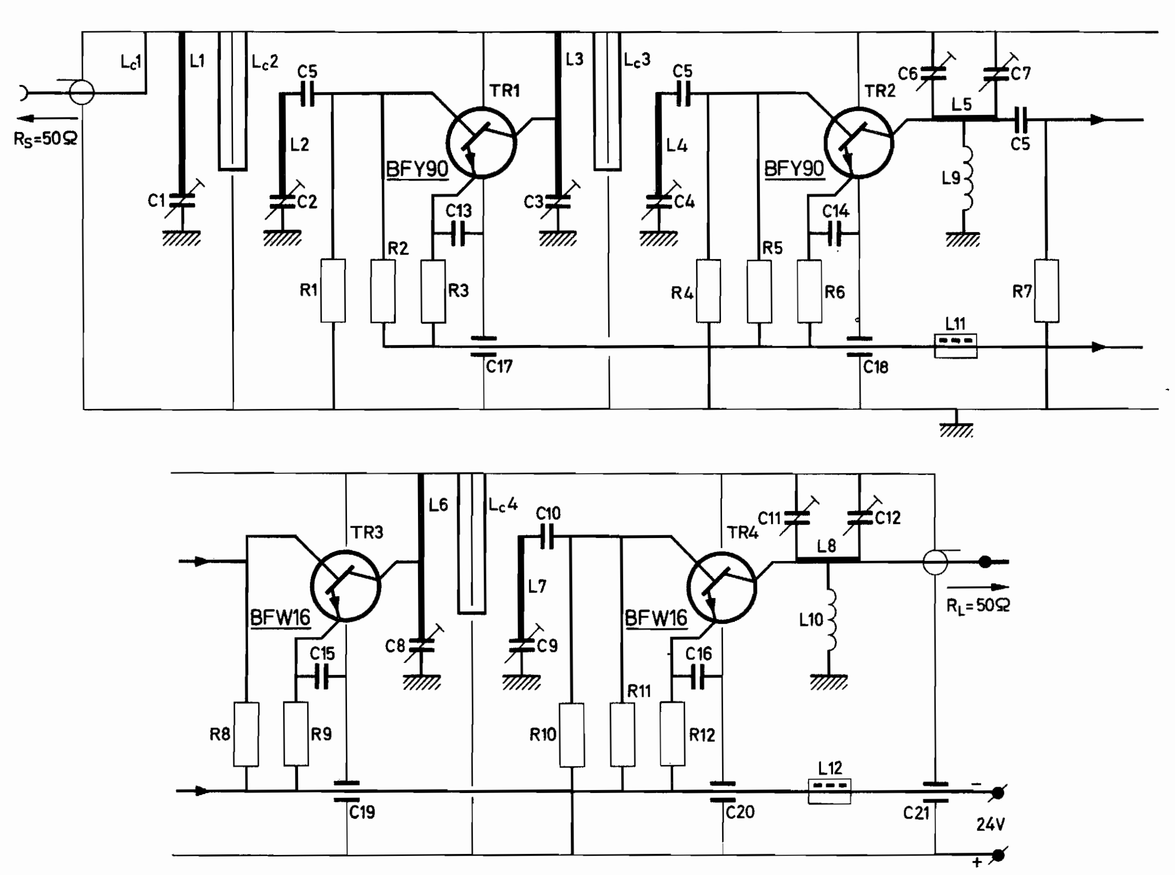


Fig. 19. Amplificador para canal 55 con una potencia de salida por señal de 80 mW

R_1	15 kΩ, $\frac{1}{8}$ W
R_2	18 kΩ, $\frac{1}{8}$ W
R_3	2,4 kΩ, $\frac{1}{8}$ W
R_4	4,7 kΩ, $\frac{1}{8}$ W
R_5	6,8 kΩ, $\frac{1}{8}$ W
R_6	1 kΩ, $\frac{1}{4}$ W
R_7	2,7 kΩ, $\frac{1}{8}$ W
R_8	1,2 kΩ, $\frac{1}{8}$ W
R_9	180 Ω , $\frac{1}{4}$ W
R_{10}	1,5 kΩ, $\frac{1}{4}$ W
R_{11}	680 Ω , $\frac{1}{8}$ W
R_{12}	120 Ω , $\frac{1}{2}$ W

Todos los resistores de ±5%

C_1, C_2-C_4, C_7-C_9, C_{11}, C_{12}	12 pF
C_5	220 pF disco —20/+50%
C_6	6 pF
C_{10}	5 pF disco ±10%
C_{13}-C_{16}	560 pF disco—20/+50%
C_{17}-C_{21}	1,5 nF pasamuros —20/+50%

L1, *L3*, *L6*, 24 mm de cinta de cobre plateado de 4 milímetros × 0,5 mm.
L2, *L4*, *L7*, 15 mm de cinta de cobre plateado de 4 milímetros × 0,5 mm.
L5, 24 mm de cinta de cobre plateado de 4 mm × 0,5 mm.
L8, 10 mm de cinta de cobre plateado de 5 mm × 0,5 mm.
L9, *L10* 40 nH, 4 espiras de 3 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 0,7 mm y paso de devanado de 1,5 mm.
L11 - *L12*, 4 perlas de ferroxcube 3D3.
Lc1, un bucle con hilo de cobre plateado de 1 mm, con una longitud de 28 mm y una anchura de 12 mm.
Lc2 - *Lc4*, un bucle con hilo de cobre plateado de 1 mm, con una longitud de 23 mm y una anchura de 12 mm.

Tabla 4. Amplificador para canal 55

etapa	transistor	ajuste cc	
		I_E	V_{CE}
primero	BFY90	8 mA	12 V
segundo	BFY90	12 mA	12 V
excitador	BFW16	40 mA	18 V
salida	BFW16	60 mA	18 V

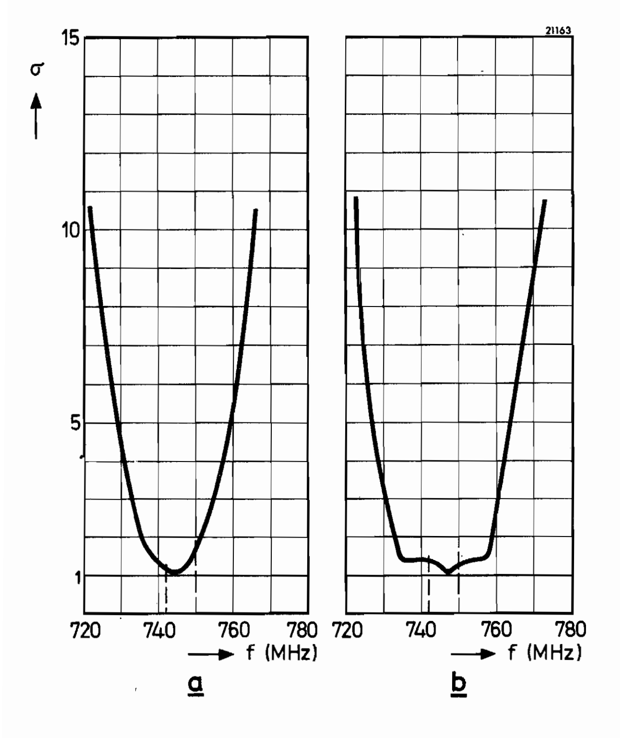


Fig. 20. Relación de ondas estacionarias (en tensión) medida a la entrada *(a)* y a la salida *(b)* del amplificador de la figura 19

hacia la de entrada. Con los transistores *TR1*, *TR2* y *TR3* retirados de sus respectivos zócalos, se conecta el vobulador al terminal de colector *TR3* y se ajustan *C8*, *C9*, *C11*, *C12* y *Lc4*. Una vez terminada esta operación, se coloca el transistor *TR3* en su zócalo, se pasa la conexión del vobulador al terminal correspondiente al colector de *TR2* y se procede al ajuste de *C6*, *C7*, *C8*, *C9* y *Lc4*. El proceso sigue de la misma forma para los dos primeros pasos, colocando los transistores uno a uno en su sitio y reajustando los condensadores variables respectivos y las bobinas de acoplamiento tantas veces como sea necesario. Para el último ajuste, conectado ya el transistor *TR1*, la conexión del vobulador debe llevarse al terminal de entrada de antena del amplificador.

Una vez terminada toda la serie de ajustes, se mantiene el vobulador conectado al terminal de antena y se incrementa la amplitud de su señal hasta que la señal observada en la pantalla del osciloscopio deje de aumentar proporcionalmente o hasta que se observe el inicio de una deformación en la curva de la banda de paso. Cualquiera de estas dos circunstancias significa que la señal sufre un recorte en uno de los transistores, recorte que se eliminará mediante el reajuste de los condensadores variables y de las espiras de acoplamiento, repitiéndose este proceso hasta que la potencia de salida de la señal correspondiente a la frecuencia central del canal sea igual a $I_C(V_{CE} - V_{CEK})/2 = 350$ mW. El amplificador quedará correctamente ajustado para mínima intermodulación cuando la amplitud de la señal de entrada necesaria para obtener dicha potencia de salida sea lo más reducida posible. La relación de on-

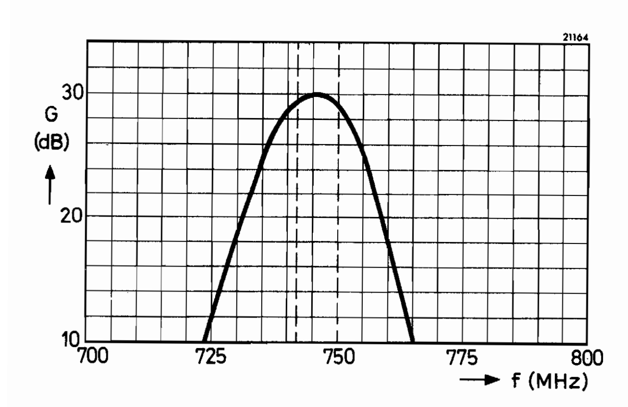


Fig. 21. Curva de la banda de paso del amplificador de la figura 19

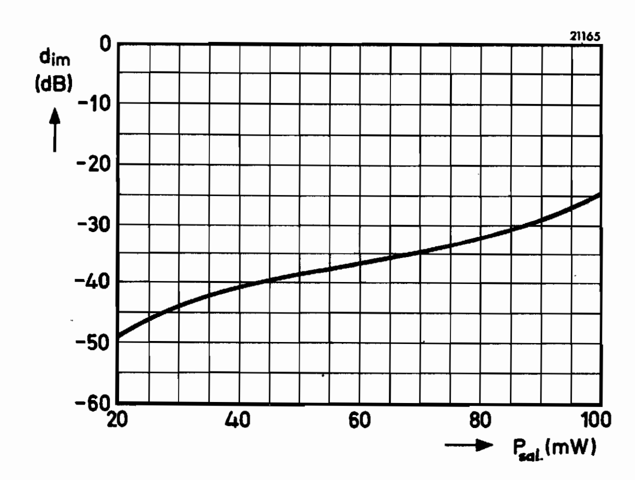


Fig. 22. Factor de intermodulación del amplificador de la figura 19 en función de la potencia de salida por señal

das estacionarias, tanto en la entrada como en la salida será entonces inferior a 2 para toda la banda pasante.

Durante el proceso de ajuste debe tenerse cuidado en no destruir el transistor de salida provocando su avalancha por saturación; tan pronto como se observe la presencia de un recorte de la señal deberá dejarse de aumentar la amplitud de la señal de entrada hasta que no se haya eliminado dicho recorte.

Amplificadores para las bandas I, II y III

Las curvas representativas del comportamiento de los circuitos amplificadores de banda mostrados en las figs. 23, 27 y 31, aparecen en las figs. 24 a 26, 28 a 30 y 32 a 34, respectivamente. Los parámetros de corriente continua de reposo y los valores recomendados de resistencia y capacidad para la carga artificial se indican en la tabla 5.

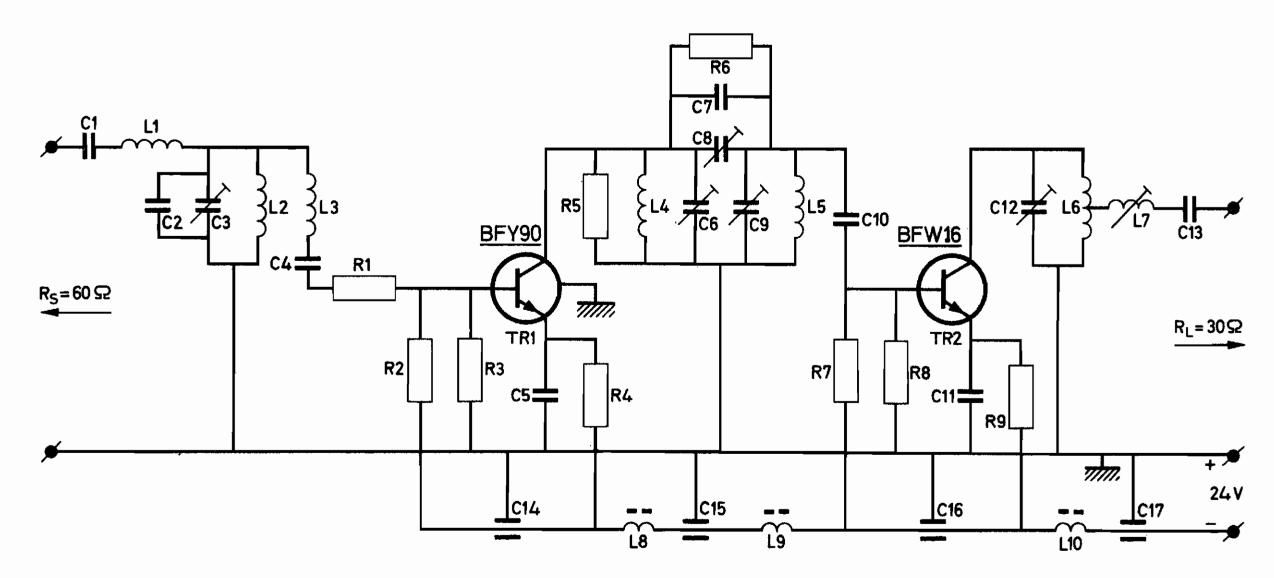


Fig. 23. Amplificador para la banda I con una potencia de salida por señal de 10 mW

R_1	10 Ω , $\frac{1}{8}$ W	
R_2	2,2 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	
R_3	1,5 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	
R_4; R_5	1 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	Todos los resistores de $\pm 5\%$
R_6	750 Ω , $\frac{1}{8}$ W	
R_7	470 Ω , $\frac{1}{4}$ W	
R_8	1,2 kΩ, $\frac{1}{4}$ W	
R_9	82 Ω , $\frac{1}{2}$ W	

C_1, C_4, C_7	12 pF cerámico $\pm 5\%$
C_2	10 pF cerámico $\pm 0{,}5\%$
C_3, C_6, C_8, C_9, C_{12}	12 pF
C_5, C_{11}	4,7 nF disco $-20/+50\%$
C_{10}	82 pF cerámico $\pm 5\%$
C_{13}	56 pF cerámico $\pm 5\%$
C_{14}-C_{17}	4,7 nF pasamuros $-20/+50\%$

L1, *L3* 500 nH, 21 espiras de 4 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm y paso de devanado de 0,5 mm.
L2 200 nH, 13 espiras de 4 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 1 mm y paso de devanado de 1,5 mm.
L4 200 nH, 8 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 1 mm y paso de devanado de 1,5 mm.
L5 85 nH, 4 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 1 mm y paso de devanado de 2,5 mm.
L6 240 nH, 11 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 1 mm, paso de devanado de 2 mm y derivación a 4,5 espiras del extremo de masa.
L7 75 nH, 3 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 1 mm y paso de devanado de 2 mm.
L8 - *L10*, choque de RF tipo 4312 020 36701.

Tabla 5. Amplificadores de banda

amplificador	etapa	transistor	ajuste cc		ajuste carga artificial	
			I_E	V_{CE}	R	C
banda I	entrada	BFY90	14 mA	12 V	—	—
	salida	BFW16	70 mA	18 V	240 Ω	10,0 pF
banda II	entrada	BFY90	14 mA	12 V	—	—
	salida	BFW16	70 mA	18 V	200 Ω	8,2 pF
banda III	entrada	BFY90	12 mA	12 V	—	—
	excitador	BFW16	35 mA	18 V	—	—
	salida	BFW16	70 mA	18 V	180 Ω	5,6 pF

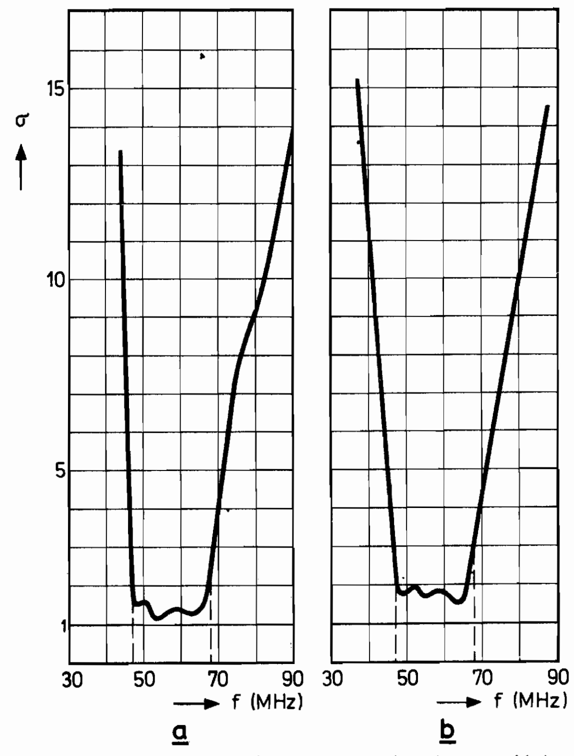


Fig. 24. Relación de ondas estacionarias (en tensión) medida a la entrada *(a)* y a la salida *(b)* del amplificador de la figura 23

El procedimiento de ajuste para los amplificadores de las bandas I y II es similar al del amplificador del canal 4 descrito, y el procedimiento a seguir en el amplificador de la banda III es el de los amplificadores del canal 9. El circuito de entrada de cada amplificador consta de un filtro de sintonía-paralelo en combinación con dos filtros de sintonía-serie; los tres filtros deben ser ajustados a la frecuencia central de la banda. Los resistores señalados como *R1* en cada uno de los circuitos se emplean para obtener un compromiso satisfactorio entre el factor de ruido y la relación de ondas estacionarias en los terminales de entrada.

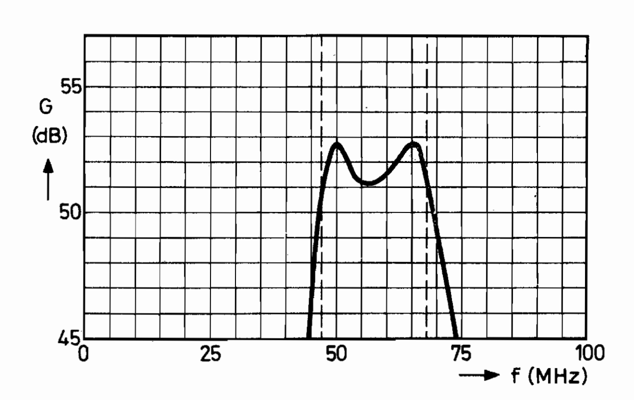


Fig. 25. Curva de la banda de paso del amplificador de la figura 23

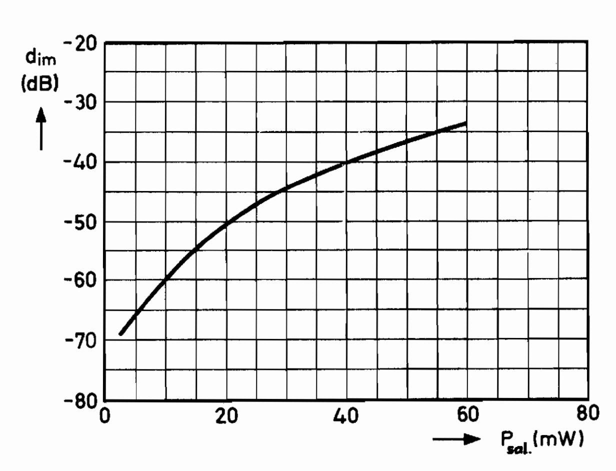


Fig. 26. Factor de intermodulación del amplificador de la figura 23 en función de la potencia de salida por señal

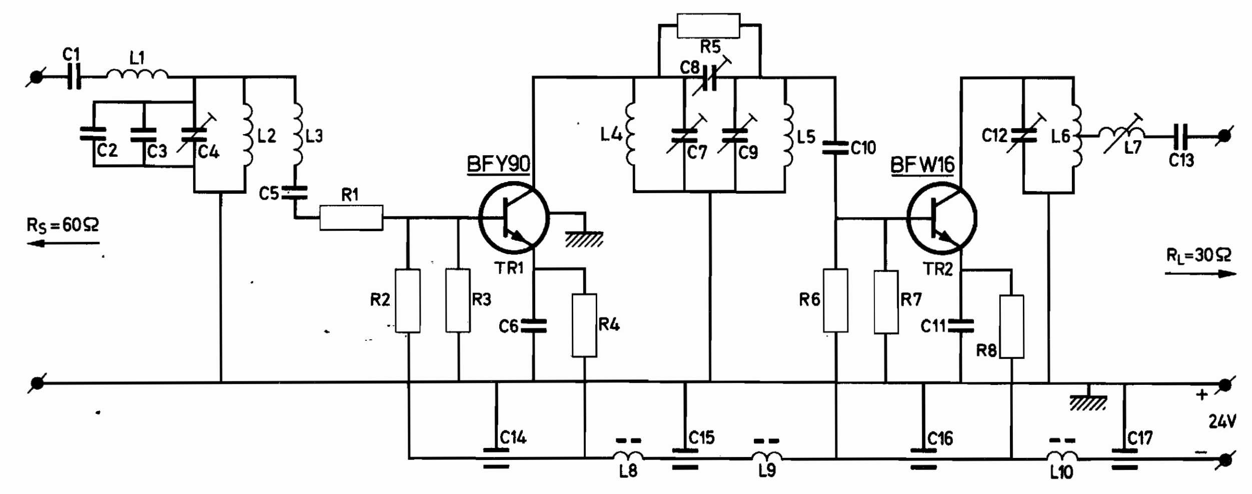
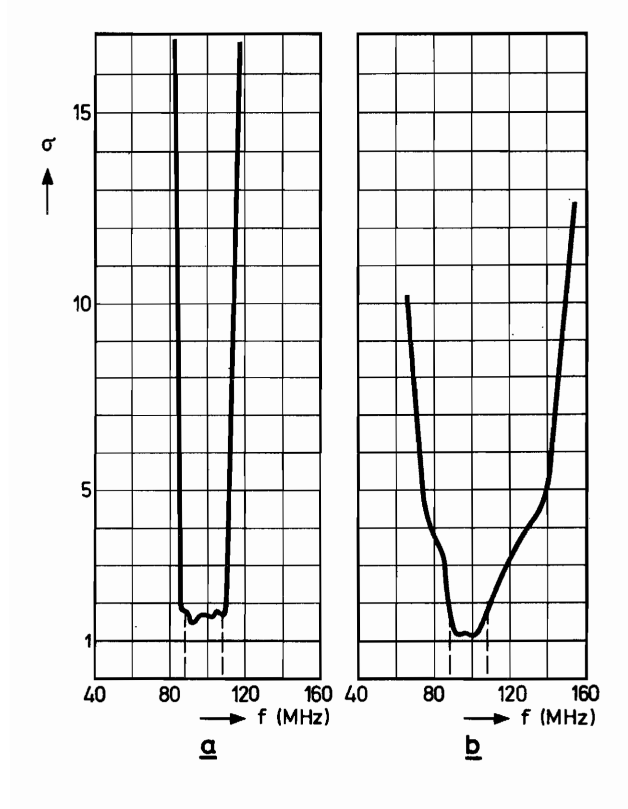


Fig. 27. Amplificador para la banda II con una potencia de salida por señal de 25 mW

R_1	27 Ω , 1/8 W	C_1, C_5	6,8 pF cerámico ±0,5%
R_2	2,2 kΩ, 1/8 W	C_2	10 pF cerámico ±0,5%
R_3	1,5 kΩ, 1/8 W	C_3	100 pF cerámico ±5%
R_4	1 kΩ, 1/8 W	C_4, C_7, C_8, C_9, C_{12}	12 pF
R_5	7,5 kΩ, 1/8 W		
R_6	470 Ω , 1/4 W	C_6, C_{11}	4,7 nF disco –20/+50%
R_7	1,2 kΩ, 1/4 W	C_{10}	15 pF cerámico ±5%
R_8	82 Ω , 1/2 W	C_{13}	22 pF cerámico ±5%
Todos los resistores de ±5%		C_{14}-C_{17}	4,7 nF pasamuro –20/+50%

L1, *L3* 380 nH, 14 espiras de 4 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm y paso de devanado de 0,5 mm.
L2 28 nH, 2 espiras de 4 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 1 mm y paso de devanado de 2,5 mm.
L6 135 nH, 5 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm, paso de devanado de 2,5 mm y derivación a 2,5 espiras del lado de masa.
L7 70 nH, 2 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2 mm.
L8 - *L10*, choque de RF tipo 4312 020 36701.



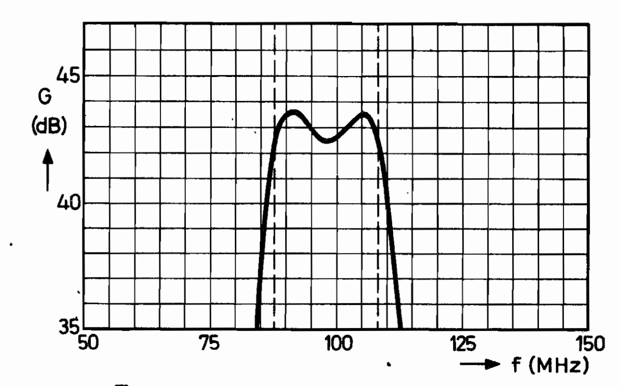


Fig. 29. Curva de la banda de paso del amplificador de la figura 7

Fig. 28. Relación de ondas estacionarias (en tensión) medida a la entrada *(a)* y a la salida *(b)* del amplificador de la figura 27

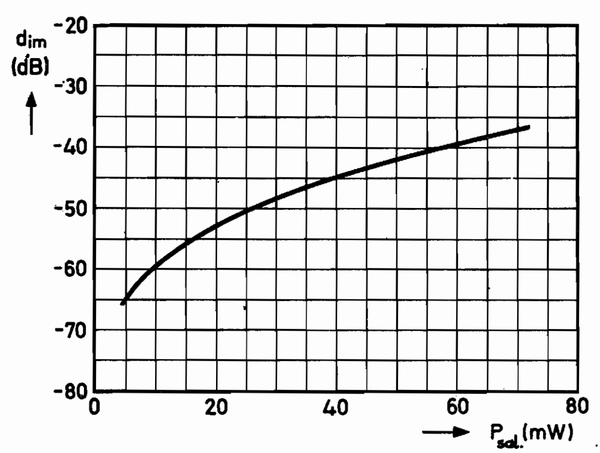


Fig. 30. Factor de intermodulación del amplificador de la figura 27 en función de la potencia de salida por señal

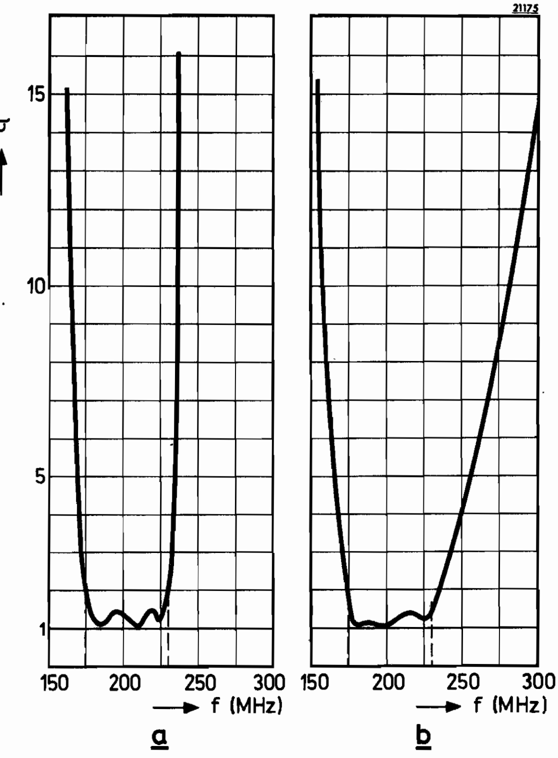


Fig. 32. Relación de ondas estacionarias (en tensión) medida a la entrada *(a)* y a la salida *(b)* del amplificador de la figura 31

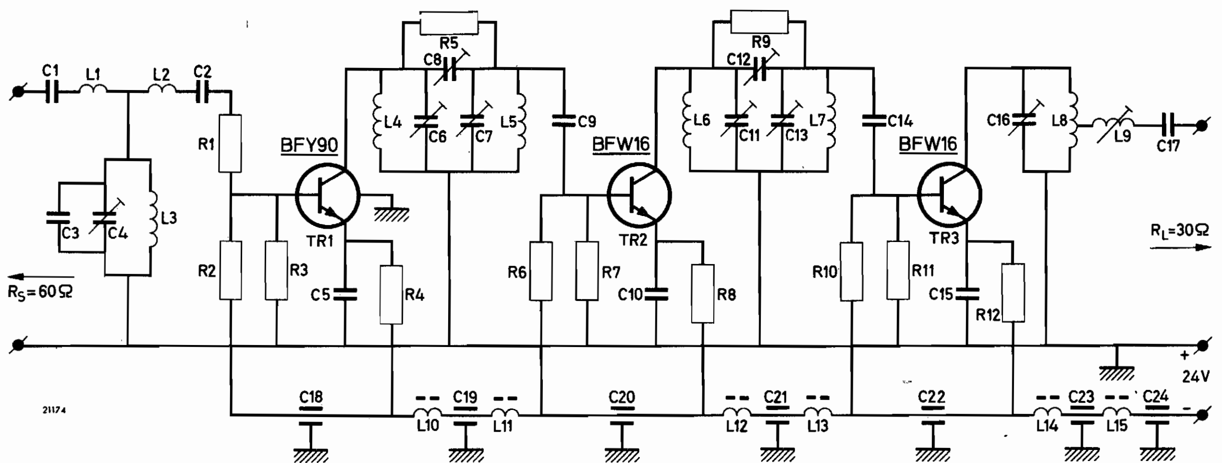


Fig. 31. Amplificador para la banda III con una potencia de salida por señal de 10 mW

R_1	30 Ω , 1/8 W	Todos los resistores de ±5%
R_2	2,4 kΩ, 1/8 W	
R_3	3,3 kΩ, 1/8 W	
R_4, R_5	750 Ω , 1/8 W	
R_6, R_9	750 Ω , 1/4 W	
R_7	1,8 kΩ, 1/4 W	
R_8	150 Ω , 1/4 W	
R_{10}	470 Ω , 1/4 W	
R_{11}	1,2 kΩ, 1/4 W	
R_{12}	82 Ω , 1/2 W	

C_1, C_2	3,3 pF cerámico ±0,5%
C_3	39 pF cerámico ±5%
C_4, C_6, C_7, C_8 / C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{16}	12 pF
C_5, C_{10}, C_{15}	1 nF disco −20/+50%
C_9	100 pF cerámico ±5%
C_{14}	15 pF cerámico ±5%
C_{17}	8,2 pF cerámico ±0,5%
C_{18}-C_{24}	4,7 nF pasamuros −20/+50%

L1, *L2* 190 nH, 9 espiras de 4 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm con paso de devanado de 1 mm.
L3 14 nH, bucle de 20 mm con hilo de cobre de 0,6 mm.
L4, *L6* 35 nH, 2 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2 mm.
L5, *L7* 20 nH, 1 espira de 8 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm.
L8 60 nH, 3 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm, paso devanado de 2,5 mm y derivación a 1-3/4 espiras del lado de masa.
L9 50 nH, 2,5 espiras de 8 mm de diámetro con hilo de cobre plateado de 1,3 mm y paso de devanado de 2,5 mm.
L10 - *L15*, choque de RF tipo 4312 020 36701.

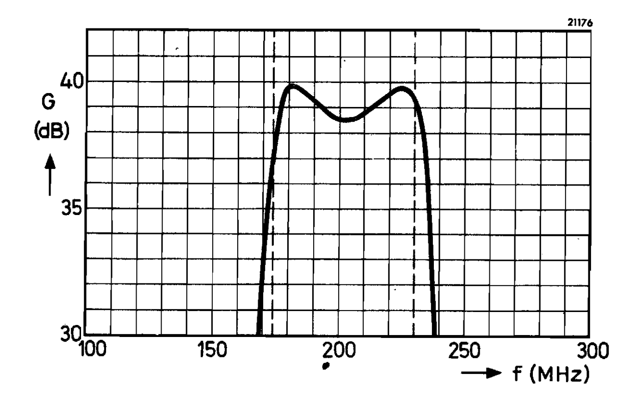


Fig. 33. Curva de la banda de paso del amplificador de la figura 31

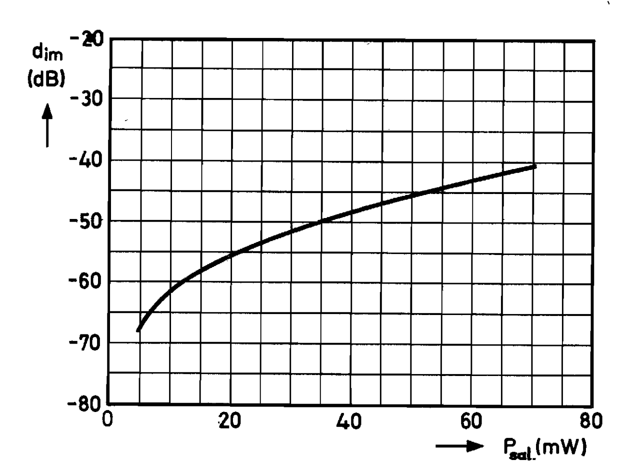


Fig. 34. Factor de intermodulación del amplificador de la figura 31 en función de la potencia de salida por señal.

Amplificadores de banda ancha

Las figs. 35 y 40 muestran los circuitos de dos amplificadores de antena de banda ancha (40 a 860 MHz), con dos y cuatro pasos respectivamente; las figs. 36 a 39 y 41 a 44 muestran las curvas de comportamiento de estos dos amplificadores y la tabla 6 indica los ajustes de c.c. de los transistores.

Las dos configuraciones que se utilizan en los amplificadores de banda ancha con transistores son las de base común y de emisor común. Para poder obtener ganancia en potencia de un amplificador de varios pasos en el que los transistores están dispuestos con la configuración de base común, deben emplearse transformadores de impedancia, los cuales son muy propensos a causar dificultades, especialmente cuando se trabaja con frecuencias elevadas. La configuración de emisor común, por su parte, amplifica gracias a la ganancia de corriente del transistor con la ventaja de no necesitar transformadores de impedancia para el acoplamiento de etapas. Sin embargo, los amplificadores de banda ancha con circuitos de emisor común exigen transistores con una frecuencia de transición muy elevada y con una capacidad interna de realimentación muy pequeña. Los transistores BFY90, BFX89 y BFW 30 satisfacen estas dos condiciones.

La ganancia en corriente de un transistor depende de la frecuencia, pero la dependencia de frecuencia de la ganancia de una etapa puede controlarse perfectamente mediante simples redes de realimentación. Por ello en cada paso de los dos amplificadores de banda ancha se usan dos vías de realimentación, una en paralelo y otra en serie. (En su forma más simple, la realimentación paralelo consiste en la conexión de una resistencia entre la salida y la entrada de un paso; por su parte, la forma más sencilla de realimentación serie consiste en la inserción de una resistencia en serie con el emisor.)

Cualquier inductancia en serie con el resistor de emisor aumenta la dependencia de la ganancia con respecto a la frecuencia. Por esta razón es preciso que los terminales de conexión sean tan cortos como sea posible; para conseguirlo, el terminal de emisor debe estar soldado directamente a la cápsula del transistor. Además, para reducir en todo lo posible el efecto inductivo parásito del terminal de emisor, el resistor de emisor no debe ser demasiado pequeño (superior a 10 ohmios, por lo menos).

En ambos circuitos se consigue una disminución de la influencia de la frecuencia sobre la ganancia mediante un condensador entre la base y el emisor de *TR1* (y de *TR3* en el circuito de cuatro etapas). La presencia de estos condensadores se deja sentir en el pico de la curva de ganancia para 800 MHz (figs. 37 y 42).

La realimentación paralelo disminuye las impedancias de entrada y de salida del paso en el cual se emplea, mientras que la realimentación serie las

Tabla 6. Amplificadores de banda ancha

amplificador	etapa	transistor	ajuste cc	
			I_E	V_{CE}
dos etapas	primera	BFY90	6,5 mA	2,5 V
	segunda	BFY90	12 mA	3,6 V
cuatro etapas	primera	BFY90	5,5 mA	3,5 V
	segunda	BFY90	8,5 mA	3,8 V
	tercera	BFY90	14 mA	6,0 V
	cuarta	BFW30	30 mA	7,0 V

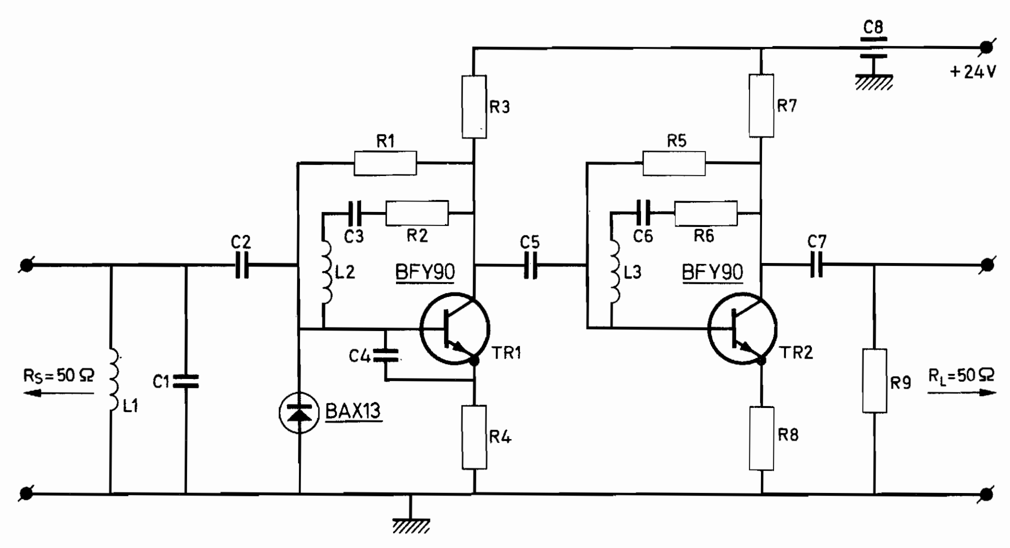


Fig. 35. Amplificador de banda ancha (40 MHz a 860 MHz) de dos etapas

R_1	33 kΩ, $\frac{1}{8}$ W		C_1	1,5 pF cerámico ±0,5 %
R_2, R_6	240 Ω , $\frac{1}{8}$ W		C_2, C_5	82 pF cerámico ±5 %
R_3	3,3 kΩ, $\frac{1}{8}$ W		C_3, C_6, C_7	680 pF disco −20/+50 %
R_4, R_8	13 Ω , $\frac{1}{8}$ W	Todos los resistores de ±5%	C_4	2,7 pF cerámico ±0,5 %
R_5	22 kΩ, $\frac{1}{8}$ W		C_8	2,2 nF pasamuros −20/+50 %
R_7	1,8 kΩ, $\frac{1}{4}$ W			
R_9	91 Ω , $\frac{1}{8}$ W			

L1, choque de RF tipo 3122 108 20150.
L2 50 nH, 5 espiras de 3 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm y paso de devanado de 0,5 mm.
L3 30 nH, 3 espiras de 3 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm y paso de devanado de 0,5 mm.

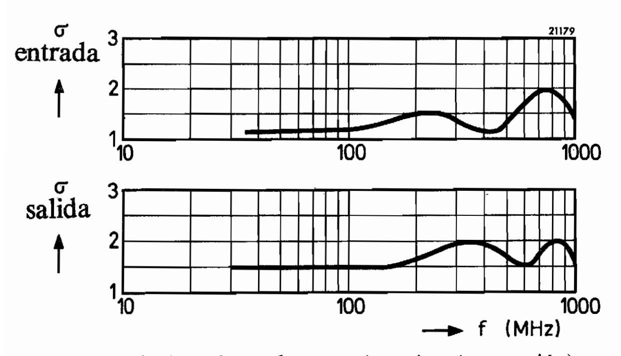


Fig. 36. Relación de ondas estacionarias (en tensión) medida a la entrada *(a)* y a la salida *(b)* del amplificador de la figura 35

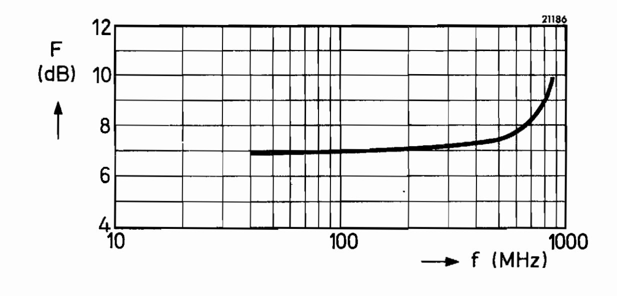


Fig. 38. Factor de ruido del amplificador de la fig. 35.

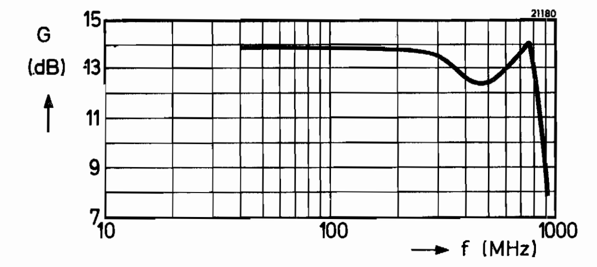


Fig. 37. Curva de la banda de paso del amplificador de la figura 35

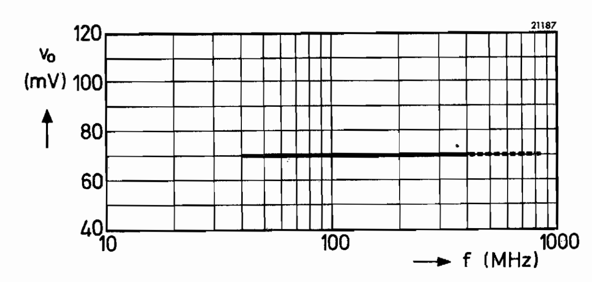


Fig. 39. Tensión de salida v_o por señal con un d_{im} igual a − 60 dB, en función de la frecuencia en el amplificador de la fig. 35. Las medidas se practicaron hasta los 400 MHz

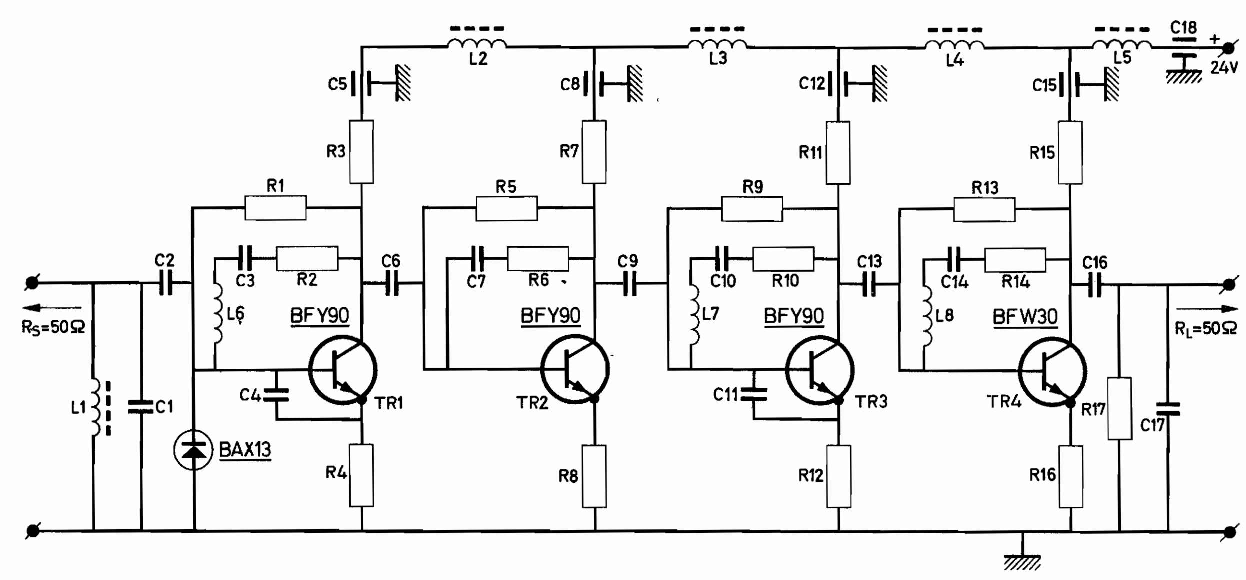


Fig. 40. Amplificador de banda ancha (40 MHz a 860 MHz) de cuatro pasos

R_1, R_5	39 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	R_9	33 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	C_1, C_4	2,7 pF cerámico ±0,5 %
R_2, R_6, R_{10}, R_{14}	220 Ω , $\frac{1}{8}$ W	R_{11}	1,3 kΩ, $\frac{1}{4}$ W	C_2, C_6	82 pF cerámico ±5 %
R_3	3,9 kΩ, $\frac{1}{4}$ W	R_{13}	12 kΩ, $\frac{1}{8}$ W	C_3, C_7, C_9, C_{10}, C_{13}, C_{14}, C_{16}	680 pF disco −20/+50 %
R_4, R_8, R_{12}	13 Ω , $\frac{1}{8}$ W	R_{15}	560 Ω , $\frac{1}{4}$ W	C_5, C_8, C_{12}, C_{15}, C_{18}	2,2 nF pasamuros −20/+50 %
R_7	2,4 kΩ, $\frac{1}{4}$ W	R_{16}	15 Ω , $\frac{1}{8}$ W	C_{11}, C_{17}	1,5 pF cerámico ±0,5 %
		R_{17}	91 Ω , $\frac{1}{8}$ W		

Todos los resistores de ±5 %

L1 - *L5*, choque RF tipo 3122 108 20150.
L6, *L7* 40 nH, 4 espiras de 3 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm y paso de devanado de 0,5 mm.
L8 30 nH, 3 espiras de 3 mm de diámetro con hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm y paso de devanado de 0,5 mm.

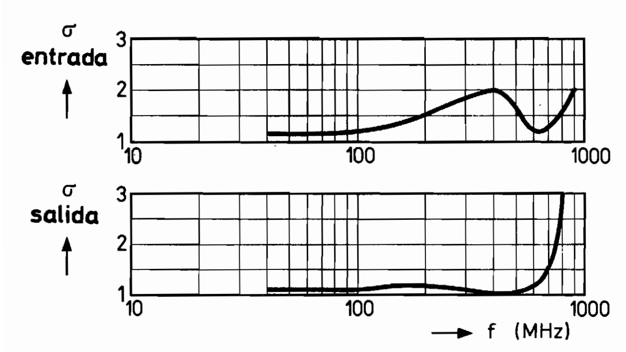


Fig. 41. Relación de ondas estacionarias (en tensión) medida a la entrada y a la salida del amplificador de la figura 40

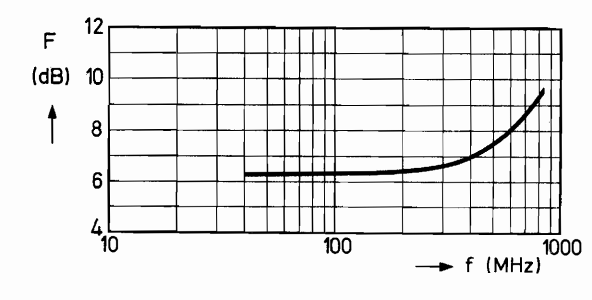


Fig. 43. Factor de ruido del amplificador de la fig. 40

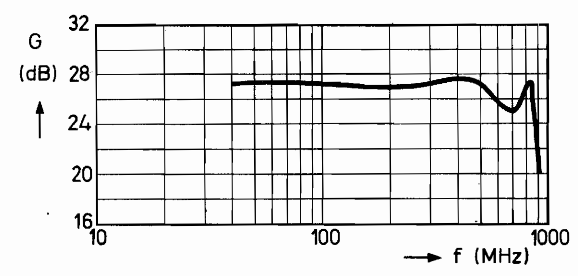


Fig. 42. Curva de la banda de paso del amplificador de la figura 40

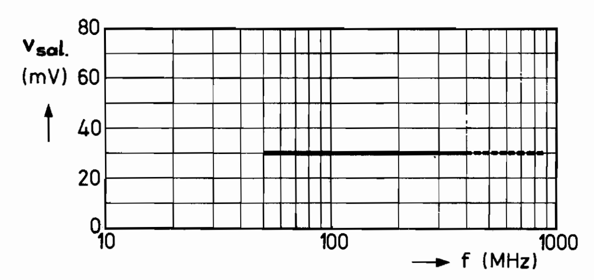
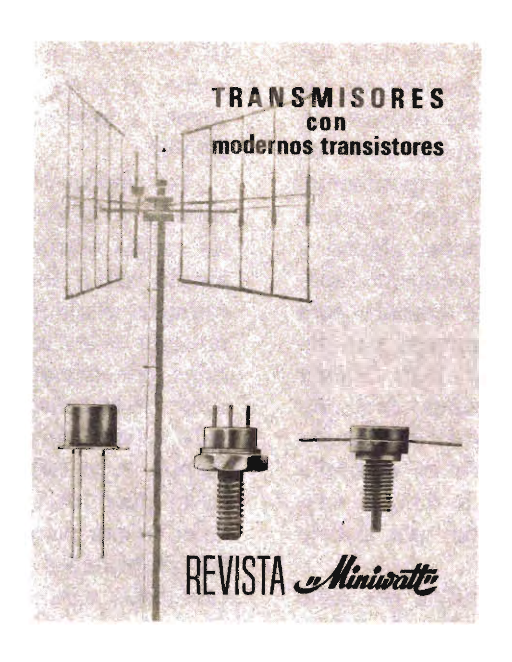


Fig. 44. Tensión de salida v_o por señal con d_{im} igual a − 60 dB en función de la frecuencia en el amplificador de la fig. 40. Las medidas se practicaron hasta los 400 MHz

aumenta. Así, mediante una elección acertada del valor de la resistencia utilizada en cada uno de los dos tipos de realimentación es posible obtener un acoplamiento correcto tanto en la entrada como en la salida de la etapa. En el desarrollo èxperimental de los dos amplificadores que se describen, la impedancia de entrada no presentó problema alguno y solamente fue preciso introducir una pequeña capacidad de corrección en el circuito de entrada para mantener la relación de ondas estacionarias por debajo de 2 en todo el ancho de banda. Para obtener el mismo resultado en el circuito de salida, debe emplearse una resistencia amortiguadora de 91 ohmios, si bien su efecto no es tan satisfactorio en el amplificador de cuatro capas como en el de dos; la relación de ondas estacionarias permanece por debajo de 2 sólo hasta los 750 MHz (fig. 41).

Para d_{im} = 60 dB, la tensión de salida por señal en el amplificador de dos etapas es de 30 mV y para el de cuatro etapas es de 70 mV. Esta diferencia se debe al uso de un transistor BFW30 en la salida del amplificador de cuatro etapas y de un transistor BFY90 en el de dos etapas; en los circuitos de banda ancha, el comportamiento del transistor BFW30 en cuanto a intermodulación es bastante superior al del BFY90.

Los inductores en paralelo con los terminales de entrada de ambos amplificadores sirven para disipar las cargas estáticas acumuladas en la antena, protegiendo así a los transistores del daño que podría causarles cualquier descarga repentina. Además, para proteger a los transistores contra las tensiones inducidas por descargas atmosféricas, la base del transistor de entrada en ambos amplificadores está conectada a tierra mediante un diodo BAX13 y al propio tiempo se ha elegido el menor valor posible de capacidad para los condensadores de acoplamiento (este valor es tan pequeño que apenas ejerce influencia en las propiedades de banda ancha del amplificador). Con estas medidas de protección, ambos amplificadores pueden soportar perfectamente las tensiones y corrientes transitorias equivalentes a la descarga de un condensador de 150 pF con 1,5 kV, cualquiera que sea la polaridad de la misma.



Número extraordinario de la Revista Miniwatt dedicado a transmisores con transistores

Un volumen de 80 páginas, con numerosas figuras y esquemas. Tamaño y presentación igual al de la Revista Miniwatt.

Es un moderno y completo estudio sobre el funcionamiento, características y montaje de transmisores en los que se emplean modernos transistores: transmisores móviles para 160 MHz, trasmisores de AM y FM para 80 y 170 MHz, transmisores de AM para 27 MHz, etc.

Precio del ejemplar: 40 Ptas.

Precio especial a suscriptores de la Revista Miniwatt: 30 Ptas.

TUBO FLUORESCENTE ALIMENTADO POR BATERIA

Describe este artículo un sencillo convertidor transistorizado previsto para alimentar un tubo fluorescente por medio de una batería de 6 ó 12 V. Su empleo resulta especialmente indicado para botes, coches, caravanas o tiendas de camping.

Principio del convertidor con transistores

Las lámparas fluorescentes a utilizar consisten en un tubo de cristal que contiene unos 20 mg de mercurio. El calor producido en el momento de encendido del tubo provoca la evaporación del mercurio y se obtiene una presión de vapor de 6.10^{-6} atmósferas aproximadamente. En cada extremo del tubo se encuentran dos electrodos. En el tubo TL-8W, que utilizaremos en este montaje, la tensión necesaria para calentar los electrodos a la temperatura adecuada es de 8 a 10 V (con una corriente de unos 150 mA); una vez calientes, estos electrodos emiten electrones (emisión térmica). El tubo de cristal está recubierto interiormente de polvo fluorescente.

Para encender la lámpara se aplica una tensión elevada entre los dos electrodos. La fig. 1 ayudará a comprender el proceso: los electrones emitidos por el electrodo caliente (negativo) son atraídos por el electrodo positivo. En su recorrido chocan con los pocos átomos de vapor de mercurio que encuentran. Como estas colisiones se multiplican y la temperatura aumenta, el mercurio continuará exaporándose al mismo tiempo que se ioniza. Finalmente circula a través del tubo una cierta corriente (que se mantendrá aunque se desconecte la alimentación de baja tensión del electrodo negativo).

En estado conductor el impacto de las colisiones es tal que los electrones pasan temporalmente a un nivel de energía superior. Al volver a su nivel original emiten luz ultravioleta invisible (254 mm de longitud de onda), la cual, al chocar con las paredes, excita el polvo fluorescente y produce radiación de luz visible (longitudes de onda comprendidas entre 400 y 700 nm).

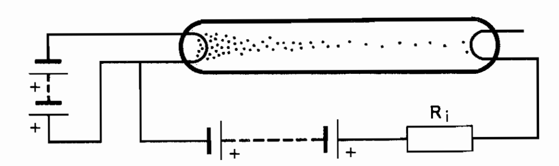


Figura 1

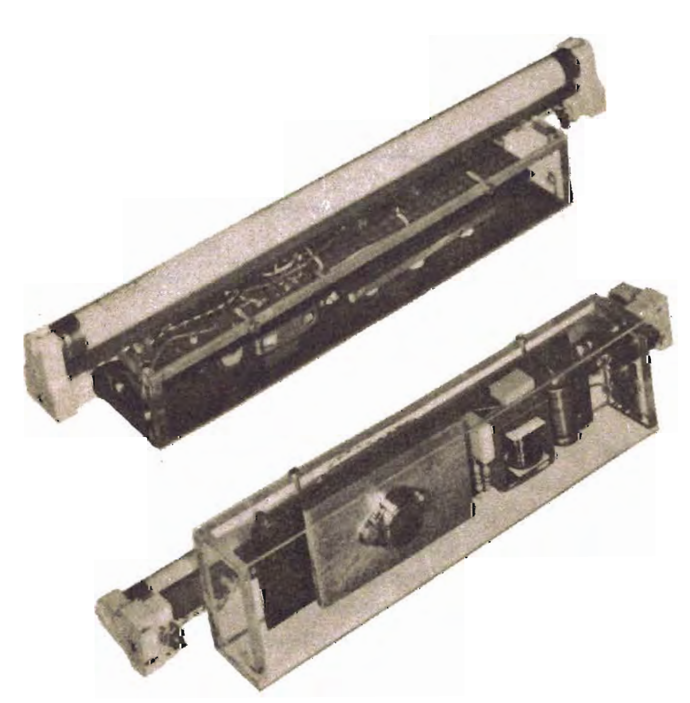
La tensión de encendido de un TL-8W es de 100 V; cuando la ionización del vapor de mercurio ha alcanzado un nivel suficiente, la conducción se mantiene con una tensión de sólo 40 V. Debido a la elevada resistencia interna del circuito convertidor, la tensión aplicada cae automáticamente a este valor mínimo cuando la corriente a través de la carga (es decir, de la lámpara) aumenta de 0 a 150 mA.

En este artículo damos los datos necesarios para construir un circuito que convierte los 6 ó 12 voltios de una batería en tensión alterna de 40 kHz y de amplitud requerida. Con todo, esta tensión no es exactamente sinusoidal, y por esto uno de los electrodos funciona como cátodo durante un período mucho más largo que el otro. Esta es la razón por la que sólo se calienta este electrodo al principio, como se indica en la fig. 1.

Una tira metálica colocada paralelamente junto al tubo y conectada a uno de los electrodos, facilita el encendido al aumentar la intensidad de campo en el interior de la lámpara y acelerar así la ionización.

Hay partidarios del encendido de las lámparas fluorescentes por medio de un «arranque en frío», aplicando solo una tensión de unos 250 V entre los electrodos, sin tensión de calentamiento a ninguno de ellos. Este método no es recomendable, ya que es perjudicial para la duración de los electrodos.

La conversión de la baja tensión continua (proporcionada por la batería) en una alta tensión alterna (requerida por la lámpara) se hace por medio de un circuito que tiene un rendimiento del 80 %. No obstante, la alta tensión tiene una frecuencia de 40 kHz y las mediciones efectuadas demuestran que el flujo luminoso de una lámpara fluorescente a frecuencias mayores que 5 kHz es un 20 % superior al obtenido a la frecuencia de la red. En conclusión, puede decirse que se obtiene unas cinco veces más luz con una lámpara fluorescentes que con una de incandescencia.



Descripción del circuito

Esencialmente el circuito convertidor (fig. 2) es un simple oscilador de bloqueo cuyo componente activo es el transistor *TR1*. Los devanados *N1* y *N2* del transformador están bobinados de forma que la realimentación positiva tenga lugar entre colector y base. El valor de *R1* depende de la tensión de la batería: unos 100 ohmios para 6 V y1000 ohmios para 12 V. El condensador *C1* determina la frecuencia de la oscilación (la cual deberá ser aproximadamente de 40 kHz) y reduce los efectos de los armónicos más elevados que pueden producir interferencias. El devanado *N3* eleva la tensión del colector a un valor de pico de casi 100 V (sin carga) y el devanado *N4* proporciona potencia suficiente para calentar los electrodos del tubo fluorescente hasta que éste se encienda.

Se incluyo el condensador *C3* para asegurar una oscilación estable. El consumo total de corriente es de 1,7 A aproximadamente para 6 V, y de unos 0,8 A para 12 V. La tensión de la batería debe mantenerse entre 4,5 y 8 V, y entre 9 y 15 V, respectivamente.

Lista de componentes

TR1 Transistor de potencia de silicio BDY 20 ó BDY 38

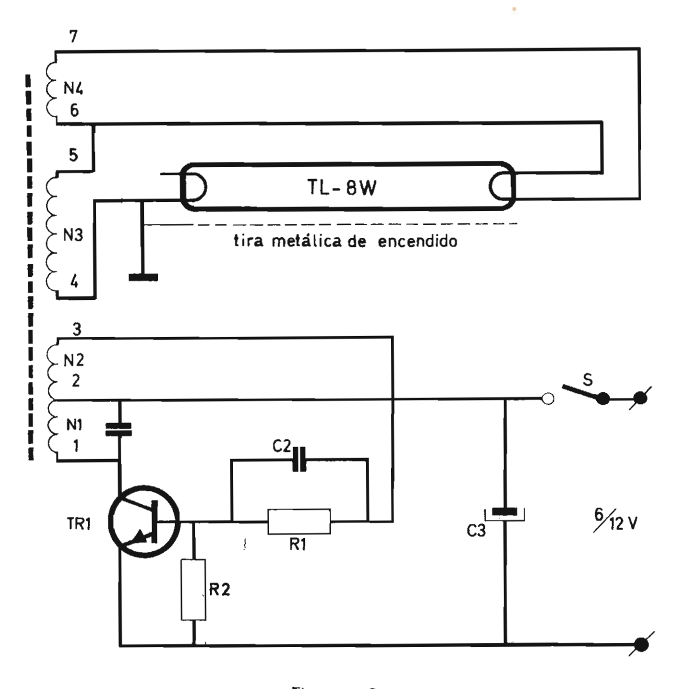


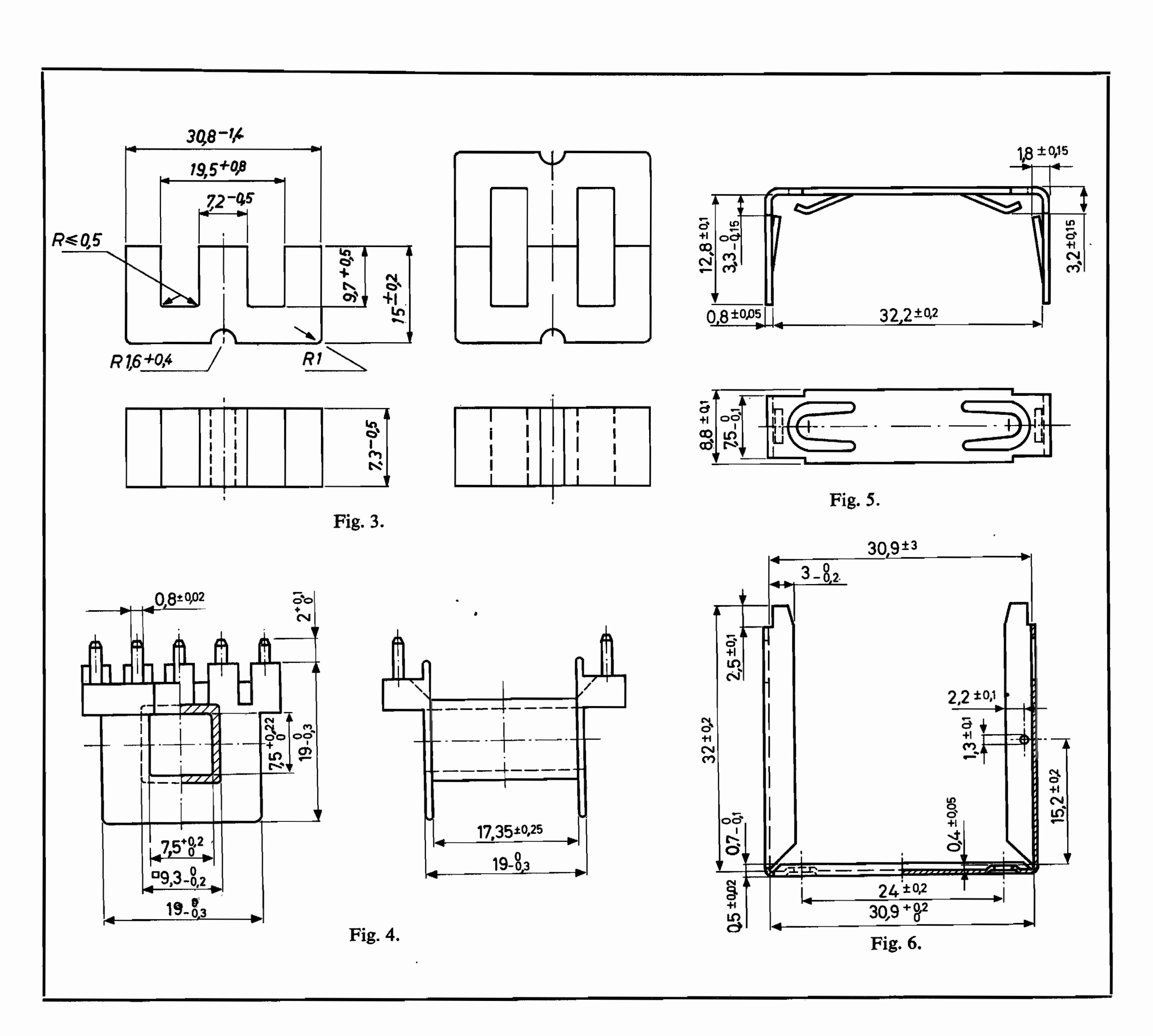
Figura 2

R1	Resistor de carbón de 100Ω, 1/2 W (6 V) Resistor de carbón de 1000Ω, 1/2 W (12 V) El valor de estos resistores debe modificarse si el consumo de corriente difiere de 1,7 A para 6 V, o de 0,8 A para 12 V
R2	Resistor de carbón de 68 ohmios, 1/2 W
C1	Condensador de policarbonato de 47nF, 100 V
C2	Condensador de policarbonato de 100nF, 100V
C3	Condensador electrolítico de 640 μF, 16 V
T	Transformador E 30/30/17 (2 Núcleo E 30/15/17) y piezas de montaje:
L	Lámpara fluorescente TL-8 W, con dos soportes
S	Interruptor

Montaje del transformador

Se necesita dos núcleos E de ferroxcube grado 3E1, de dimensiones indicadas en la fig. 3, un carrete de poliester reforzado (fig. 4), piezas de montaje (figs. 5 y 6) e hilos de cobre esmaltado de 0,25 mm y de 0,6 mm de diámetro. Se procede de la siguiente forma:

1. Bobinar el devanado *N1* — 25 espiras de hilo de 0,6 mm (primera capa); colocar papel aislante alrededor de este devanado.
2. Bobinar el devanado *N2* — 16 espiras de hilo de 0,25 mm (segunda capa); colocar un papel aislante.



3. Bobinar el devanado *N3* — cuatro capas de 50 espiras de hilo de 0,25 mm, con papel aislante entre capa y capa (3.ª, 4.ª, 5.ª y 6.ª capa).
4. Bobinar el devanado *N4* — 20 espiras de hilo de 0,25 mm (7.ª capa); aplicar una última capa de papel aislante.
5. Pegar un trozo de cartón delgado a cada uno de los brazos de uno de los núcleos E para disponer un entrehierro de 0,5 mm aproximadamente entre los brazos de los dos núcleos.
6. Colocar los dos núcleos alrededor de la bobina.
7. Fijar los núcleos con las piezas de montaje.

Montaje del circuito

El circuito electrónico puede montarse en una pequeña caja. Montar el transistor sobre un radiador de aluminio de 4 × 5 cm y de un espesor de 2 a 3 mm. Cuatro o cinco orificios en la caja bastarán para la ventilación.

La tira metálica de encendido está unida a la caja, como indica la figura al lado del tubo (en el prototipo los zócalos de la lampara se fijaron a esta tira). Conectar la tira al punto 4 del devanado N3 del transformador, el cual debe estar conectado a masa.

CONVERTIDOR

600 V c.c. a 20 V c.a. 50 Hz. 1,2 kw

Este artículo describe un convertidor de c.c./c.a. capaz de manejar potencias del orden de los 1200 vatios, y que suministra una tensión de salida de 20 V a 50 Hz, para una entrada a 600 V. c.c.

Introducción

La aplicación de los tiristores a circuitos convertidores de tipo paralelo no es ninguna novedad. No obstante, existe una aplicación para la cual son de especial interés. Las reparaciones en instalaciones que utilizan una tensión continua de 600 V requieren a menudo tensiones alternas para los equipos y herramientas portátiles necesarios. El convertidor paralelo de McMurray-Bedford es muy adecuado para este caso, debido a su excelente característica de regulación, pero tiene el inconveniente de que al desconectarlo, una mitad del primario del transformador de alimentación puede quedar saturada. Por tanto, al conectar de nuevo la tensión de alimentación puede tener lugar un cortocircuito aparente. El problema se soluciona con el circuito descrito en este artículo.

Descripción

En la fig. 1 se muestra el circuito básico McMurray-Bedford. Aunque no se explica su funcionamiento, se incluye esta figura para compararla con el circuito de la fig. 2, que es el nuevo diseño que presentamos. Las redes RC en paralelo con los tiristores sirven para mantener la correcta distribución de las tensiones, tanto en condiciones estáticas como dinámicas. Para evitar que el condensador de conmutación *C12* y la inductancia de pérdidas del trans-

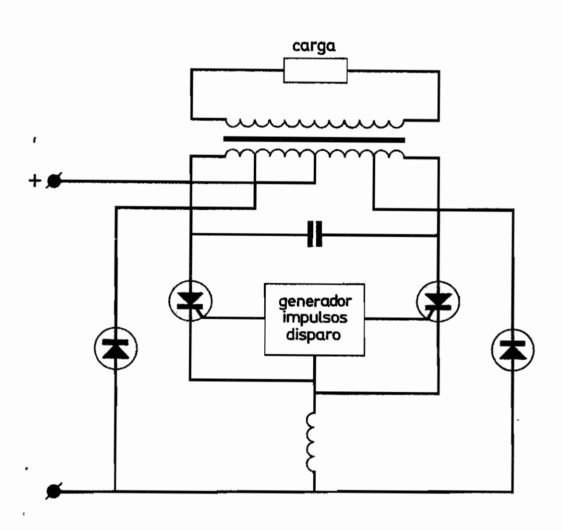


Fig. 1. Circuito básico McMurray-Bedford

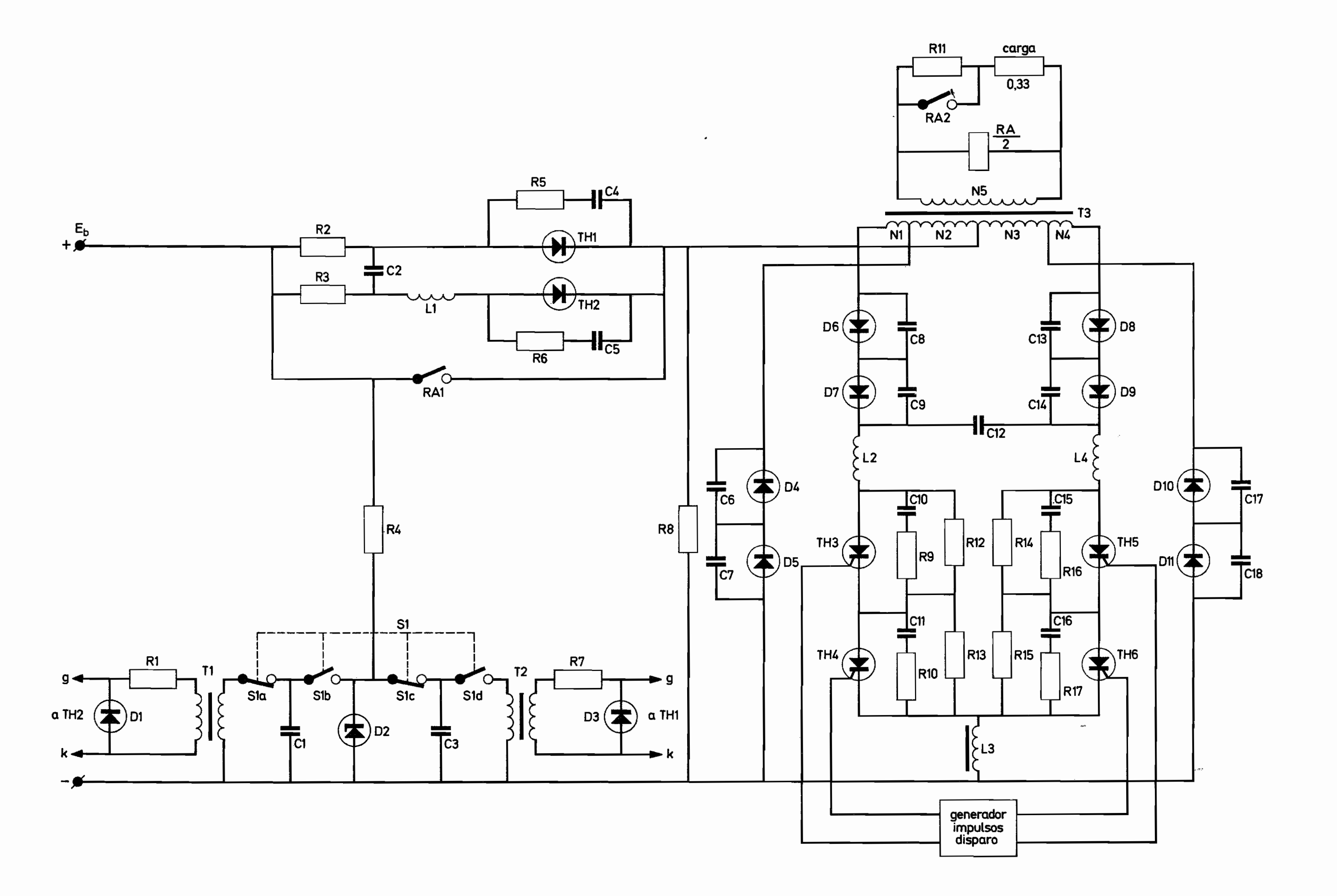


Fig. 2. Convertidor paralelo con protección contra anomalías de conmutación

formador *T3* puedan llegar a formar un circuito oscilante, se han previsto los diodos *D6* a *D9*. Éstos, al igual que los diodos de realimentación *D4*, *D5*, *D10* y *D11*, están provistos de sendos condensadores para el reparto equitativo de las tensiones.

Los inductores *L2* y *L4* limitan la velocidad con que varía la corriente durante la conmutación. Exceptuando el generador de impulsos, el resto del circuito representado en la fig. 2 corresponde al circuito de protección contra fallos de la conmutación.

Tan pronto como se conecta la alimentación de c.c. comienza a funcionar el generador, el cual entrega impulsos de disparo a los tiristores a una frecuencia de 50 Hz. Para que el convertidor empiece a realizar su cometido, es preciso oprimir durante un instante el pulsador *S1*. Al oprimir el pulsador *S1*, se producen simultáneamente los siguientes fenómenos:

— el condensador *C3* se descarga y dispara el tiristor *Th1*, a través del transformador *T2*
— el condensador *C1* se carga a la tensión existente entre extremos del diodo zener *D2*.
— el condensador *C2* empieza a cargarse a través del resistor *R3* a la tensión que existe en extremos del resistor *R2*.

Al soltar el pulsador *S1*, se cierra el contacto *S1a* y el condensador *C1* se descarga, disparando el tiristor *Th2* a través del transformador *T1*. Caso de existir un cortocircuito, en ese momento se habría almacenado en *C2* suficiente energía para bloquear al tiristor *Th1*. En caso contrario, el convertidor empieza a funcionar, cerrándose el contacto *RA1* del relé y quedando fuera de circuito los tiristores *Th1* y *Th2*. Volviendo a la condición de cortocircuito, el tiristor *Th2* se bloquea después que lo haya hecho *Th1*, debido a que el resistor *R3* limita la corriente directa a un valor menor que la corriente de mantenimiento.

El inductor *L1* limita el valor de d*I*/d*t* en el tiristor *Th2*, mientras que las redes RC en paralelo con cada tiristor limitan los transitorios de conmutación. Se ha incluido el resistor *R8* para compensar la corta duración de los impulsos de disparo, así como la lentitud del aumento de la corriente de carga a través del tiristor *Th1*.

Para obtener los valores de *C12* y *L3* pueden utilizarse las fórmulas siguientes:

$$C_{12} = I_c t_{off}/1{,}7\ E_b$$
$$L_3 = E_b t_{off}/0{,}425\ I_c$$

en donde:

I_c = corriente a conmutar
t_{off} = tiempo de corte del tiristor
E_b = tensión de alimentación

Para el cálculo de *R8* se debe tener presente que:

$$(R_8 < E_b/I_{pick\text{-}off}).$$

donde I_P es la corriente principal mínima para el cebado.

El circuito del generador de impulsos de disparo se representa en la fig. 3, y debe destacarse el reducido número de componentes que utiliza, debido al empleo de varios circuitos bloque.

Lista de componentes (Fig. 2)

Resistores

R1	27	Ω;	0,25	W
R2	250	Ω;	100	W
R3	10	kΩ;	10	W
R4	100	kΩ;	16	W
R5	47	Ω;	1	W
R6	47	Ω;	1	W
R7	27	Ω;	0,25	W
R8	22	kΩ;	16	W
R9	100	Ω;	5,5	W
R10	100	Ω;	5,5	W
R11	1	Ω;	100	W
R12	39	kΩ;	10	W
R13	39	kΩ;	10	W
R14	39	kΩ;	10	W
R15	39	kΩ;	10	W
R16	100	Ω;	5,5	W
R17	100	Ω;	5,5	W

Condensadores

C1	220	nF;	160	V
C2	3	μF;	1000	V
C3	220	nF;	160	V
C4	100	nF;	250	V
C5	100	nF;	250	V
C6	10	nF;	1000	V
C7	10	nF;	1000	V
C8	10	nF;	1000	V
C9	10	nF;	1000	V
C10	56	nF;	1000	V
C11	56	nF;	1000	V
C12	500	nF;	3400	V
C13	10	nF;	1000	V
C14	10	nF;	1000	V
C15	56	nF;	1000	V
C16	56	nF;	1000	V
C17	10	nF;	1000	V
C18	10	nF;	1000	V

Diodos

D1	BAY 38
D2	BZZ 22 (o BZY93-C12)
D3	BAY 38
D4 a *D11*	BYX 39/800R con refrigerador

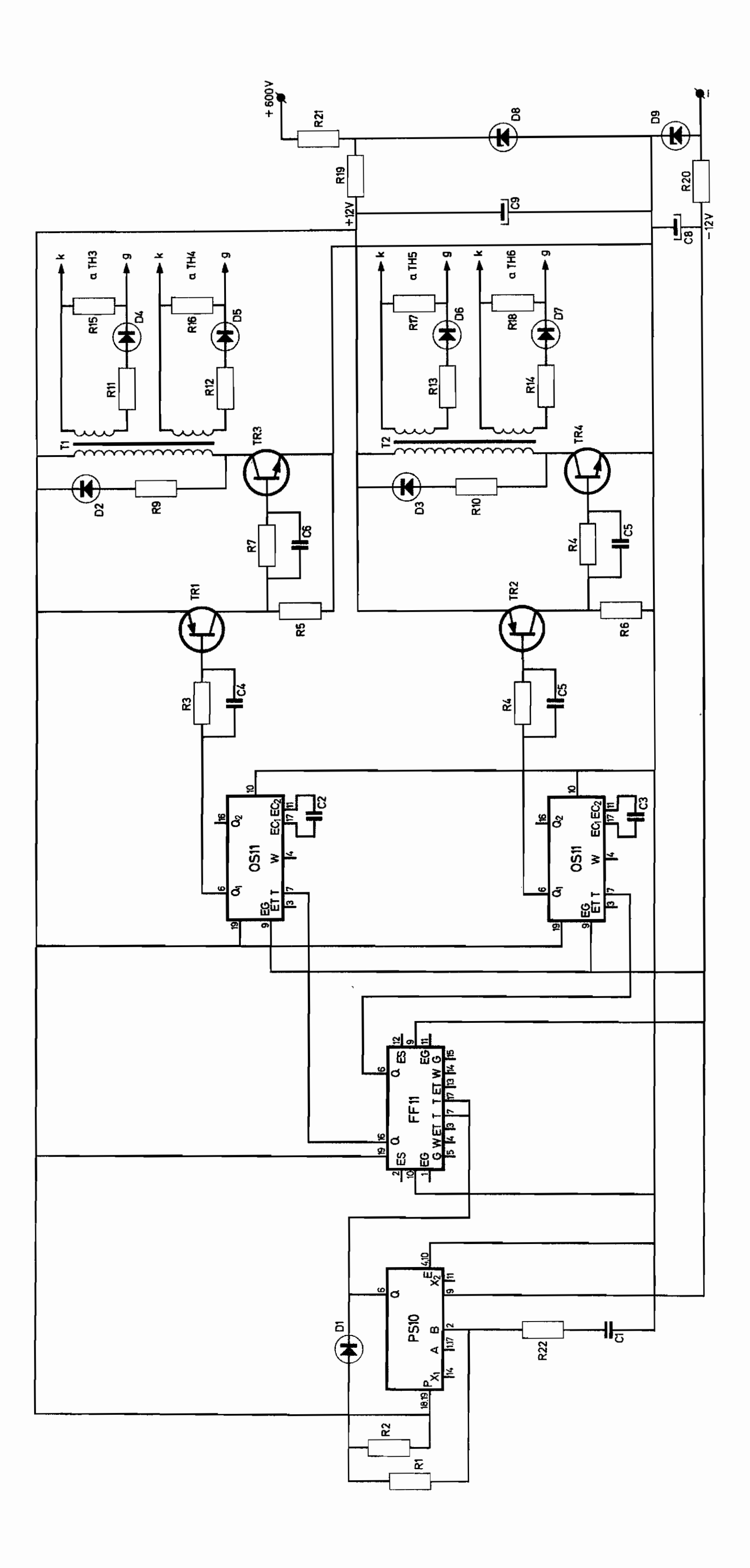


Fig. 3. Generador de impulsos

Tiristores

Th1 a *Th2* BTY 79/800R con refrigerador de aluminio de 40 × 40 × 2 mm
Th3 a *Th6* BTY 68/800R con refrigerador

Transformadores

T1 y *T2* Núcleo H 20; primario 150 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,15 mm; secundario 100 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm

T3 Núcleo: laminaciones E-I de acero de grano orientado, a = 32, s = 64

N1	66	espiras, hilo de cobre esmaltado de 0,8 mm
N2	594	espiras, hilo de cobre esmaltado de 0,8 mm
N3	594	espiras, hilo de cobre esmaltado de 0,8 mm
N4	66	espiras, hilo de cobre esmaltado de 0,8 mm
N5	24	espiras, sección 20 mm²

Inductancias

L1 70 espiras; diámetro bobina 50 mm; diámetro hilo 1 mm

L2 110 espiras; diámetro bobina 28 mm; diámetro hilo 1,8 mm

L3 laminaciones E-I, a = 16, s = 32; hilo flexible, sección 2,5 mm²; 95 espiras; entrehierro = 1 mm

L4 110 espiras; diámetro bobina, 28 mm; diámetro hilo 1,8 mm

Lista de componentes (Fig. 3)

Resistores

R1	10 kΩ;	0,25 W
R2	10 kΩ;	0,25 W
R3	2,7 kΩ;	0,25 W
R4	2,7 kΩ;	0,25 W
R5	1,2 kΩ;	0,25 W
R6	1,2 kΩ;	0,25 W
R7	2,2 kΩ;	0,25 W
R8	2,2 kΩ;	0,25 W
R9	56 Ω;	0,5 W
R10	18 Ω;	0,25 W
R11	15 Ω;	0,25 W
R12	15 Ω;	0,25 W
R13	15 Ω;	0,25 W
R14	15 Ω;	0,25 W
R15	100 Ω;	0,5 W
R16	100 Ω;	0,5 W
R17	100 Ω;	0,5 W
R18	100 Ω;	0,5 W
R19	56 Ω;	0,5 W
R20	56 Ω;	0,5 W
R21	22 kΩ;	25 W
R22	1 kΩ;	0,25 W

Condensadores

C1	390 nF;	50 V
C2	330 pF;	500 V
C3	330 pF;	500 V
C4	220 pF;	500 V
C5	220 pF;	500 V
C6	330 pF;	500 V
C7	330 pF;	500 V
C8	160 μF;	25 V
C9	160 μF;	25 V

Diodos

D1	OA 95
D2 y *D3*	BAX 78
D4 a *D7*	OA 9
D8 y *D9*	BZY 93/C12

Transistores

Tr1 y *Tr2*	ASY 27
Tr3 y *Tr4*	BFY 55

Circuitos bloque

OS 11
FF 11
PS 10

Transformadores

T1 y *T2* Núcleo H 20; primario 150 espiras, diámetro hilo = 0,15 mm; dos secundarios, cada uno con 75 espiras de hilo de 0,20 mm

DATA HANDBOOK SYSTEM

Colección de manuales en los que se publican datos y características completas de válvulas y tubos electrónicos, semiconductores y circuitos integrados, y componentes y materiales (texto en inglés). Consta de tres series, con un total de 18 volúmenes. A continuación se indica el contenido de cada uno de estos volúmenes.

Precio de cada volumen = 250 Ptas.

ELECTRON TUBES

Part 1

Transmitting tubes (Tetrodes, Pentodes)
Associated accessories

Part 2

Tubes for microwave equipment
Miscellaneous devices

Part 3

Special Quality tubes

Part 4

Receiving tubes

Part 5

Cathode-ray tubes
Photo tubes
Camera tubes
Photoconductive devices
Associated accessories

Part 6

Photomultiplier tubes
Radiation counter tubes
Scintillators
Semiconductor radiation detectors
Miscellaneous nuclear devices

Part 7

Voltage stabilizing and reference tubes
Counter, selector, and indicator tubes
Trigger tubes
Switching diodes
Thyratrons
Ignitrons
Industrial rectifying tubes
High-voltage rectifying tubes

Part 8

T.V. Picture tubes.

Part 9

Transmitting tubes (Triodes)
Tubes for R.F. heating (Triodes)
Associated accessories

SEMICONDUCTORS AND INTEGRATED CIRCUITS

Part 1

General section
Signal diodes
Variable capacitance diodes
Voltage regulator diodes
Rectifier diodes
Thyristors
Rectifier stacks
Accessories and heatsinks

Part 2

General section
Germanium transistors
Photo devices
Accessories and heatsinks

Part 3-4

General section
Silicon transistors
Accessories and heatsinks

Part 5

General section
Digital integrated circuits
Linear integrated circuits

COMPONENTS AND MATERIALS

Part 1 Circuit Blocks, Input/Output Devices

Circuit blocks:
100 kHz Series
1-Series
10-Series
20-Series
40-Series
Norbits (60-Series)
Circuit blocks for ferrite core memory drive
Input/output devices
Accessories for circuit blocks:
Power supplies
Mounting chassis
Printed-wiring boards

Part 2 Resistors, Capacitors

Fixed resistors
Variable resistors
Non-linear resistors
Ceramic capacitors
Polycarbonate, paper, mica, polystyrene capacitors
Electrolytic capacitors
Variable capacitors

Part 3 . Radio, Audio, Television

FM tuners
Coils and resonators
Audio and mains transformers
Loudspeakers
Electronic organ assemblies
Television tuners
Components for black and white television
Components for colour television
Deflection assemblies for camera tubes

Part 4 Magnetic Materials, White Ceramics

Ferrites for radio, audio and television
Ferroxcube potcores
Microchokes
Ferroxcube transformer cores
Piezoxide
Insulating and dielectric materials
Permanent magnet materials

Part 5 Memory Products, Magnetic Heads, Quartz Crystals, Microwave Devices, Variable Transformers, Electro-mechanical Components

Ferrite memory cores
Matrix planes, matrix stacks
Complete memories
Magnetic heads
Quartz crystal units, crystal filters
Isolators, circulators
Variable mains transformers
Electro-mechanical components

GUITARRA ESTEREOFÓNICA

En estos últimos años se han hecho populares las guitarras eléctricas. La mayoría de las guitarras pueden convertirse fácilmente en eléctricas con la ayuda de captadores magnéticos, lo cual permite aumentar su volumen sonoro y modificar su timbre. El circuito que describe este artículo no pretende alterar el sonido natural de la guitarra, sino únicamente añadir un efecto estereofónico que lo realce.

Cerámica piezoeléctrica

Una característica del material cerámico PXE (piezóxido) consiste en producir tensiones eléctricas si se somete a una tensión mecánica. Este efecto piezoeléctrico es muy utilizado para transformar vibraciones mecánicas en electricidad y viceversa. Hay varias clases de PXE, siendo las más importantes PXE3, PXE4 y PXE5. Cada una tiene su propia gama de aplicaciones:

PXE3 tiene excelentes propiedades resonantes y, por esto, es adecuado para el filtrado de altas frecuencias;

PXE4 combina la posibilidad de potencias considerables y altas frecuencias de resonancia. Por ello se emplea frecuentemente para producir intensas vibraciones ultrasónicas y también es adecuado para producir elevados picos de tensión, como los que se requieren para el encendido de dispositivos de combustión.

PXE5 no tiene frecuencia de resonancia, pero es capaz de transformar vibraciones mecánicas en tensiones prácticamente sin distorsión. Por ello se utiliza en fonocaptores, micrófonos, etc. Es también muy útil como transductor en guitarras eléctricas.

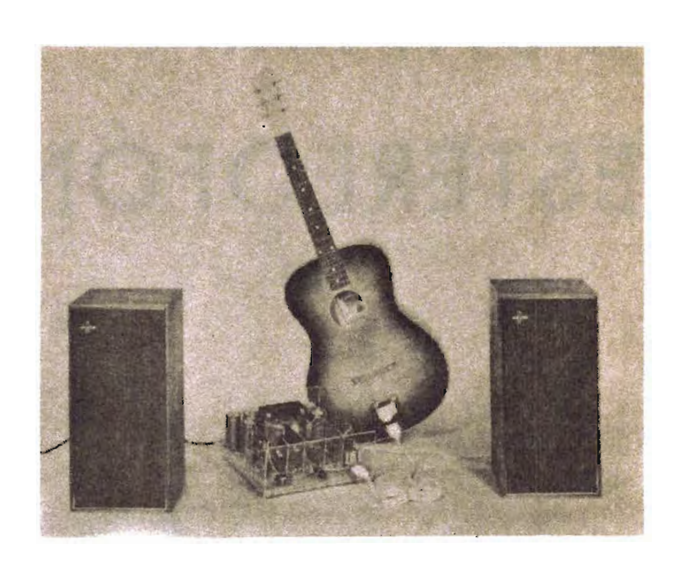
La piezoelectricidad fue descubierta en 1880 por Jaime y Pedro Curie. Tiene lugar en cristales naturales, como el cuarzo, la turmalina, la sal de Rochelle, etc. Sin embargo, al contrario de lo que ocurre en las cerámicas modernas, no siempre es fácil dar a los cristales naturales la forma que se requiere para una determinada aplicación. Por ello el empleo de cerámicas piezoeléctricas ha permitido el desarrollo de interesantes aplicaciones.

Descripción

Describiremos en este artículo la forma de obtenerse cierto efecto estereofónico en una guitarra eléctrica. Esto se consigue por medio de transductores cerámicos que se adaptan fácilmente y que tienen excelentes cualidades reproductoras. Una guitarra con efecto estereofónico da la impresión de que el instrumento se ha hecho mucho mayor. Esta impresión será sorprendente si se utiliza un amplificador de

alta fidelidad para la reproducción del sonido. Los transductores cerámicos tienen las siguientes ventajas sobre las bobinas de los fonocaptores magnéticos convencionales:

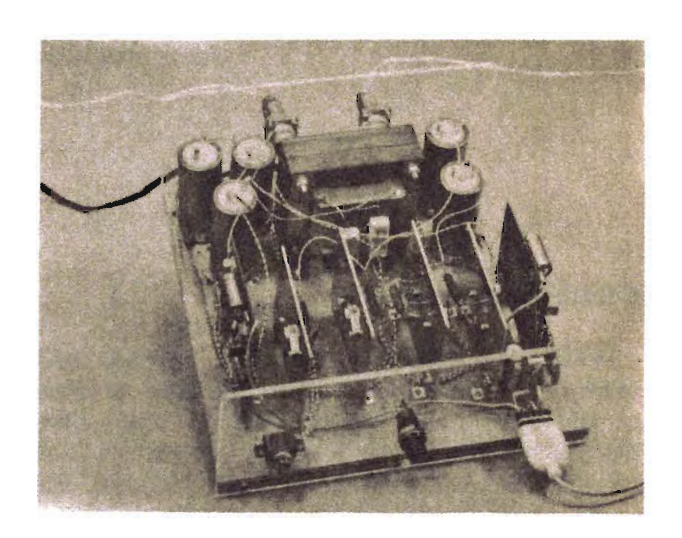
— reproducción de alta fidelidad
— fácil diseño gracias a sus pequeñas dimensiones
— efecto estereofónico
— bajo precio
— funcionamiento con cuerdas de acero y de nylon indistintamente
— posibilidad de adaptación a cualquier instrumento de cuerdas
— cada cuerda puede tener su propio transductor





Proyecto

Los transductores cerámicos que se utilizan en este dispositivo tienen dimensiones muy pequeñas: 5 mm de diámetro y 1 mm de grosor. Para reproducción monofónica se coloca un transductor debajo de cada cuerda (fig. 1) y se sujeta por medio de dos piezas de latón que tienen una cara plateada para asegurar un buen contacto eléctrico. Los seis transductores se conectan en paralelo. Las cuerdas se apoyan sobre soportes (piezas de metal de 5 mm de diámetro) con una ranura en el centro. Sirven para dar un acoplamiento mecánico eficaz entre la cuerda vibrante y el transductor, de modo que se consiga una fuerte señal de salida (unos 100 mV). En su parte superior, el puente tiene seis huecos de 5 mm de diámetro para colocar los transductores y los soportes de las cuerdas. Las dimensiones del puente,



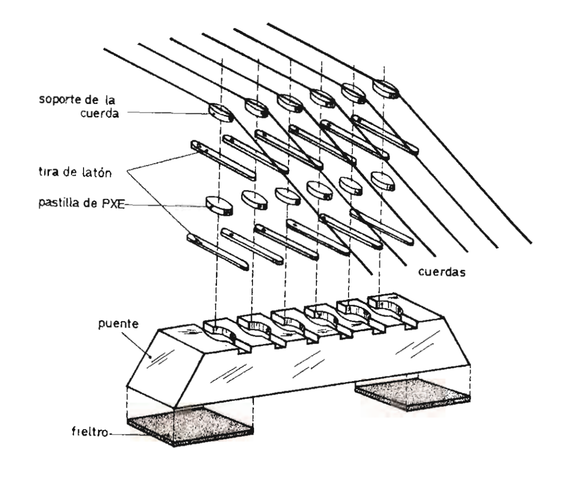
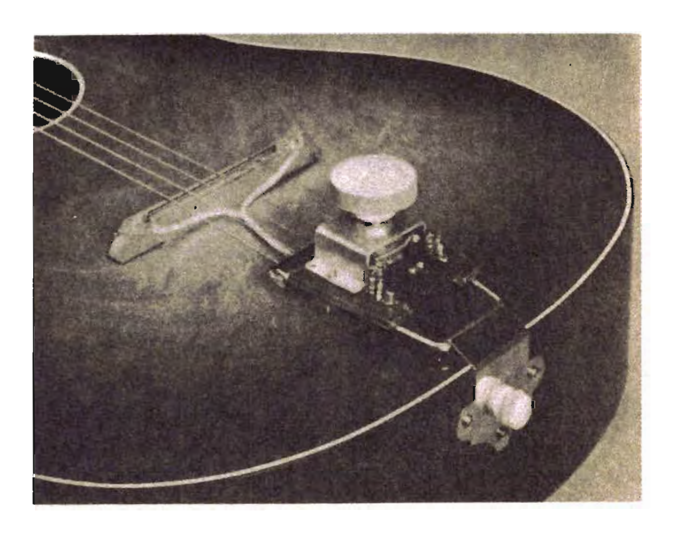



Figura 1



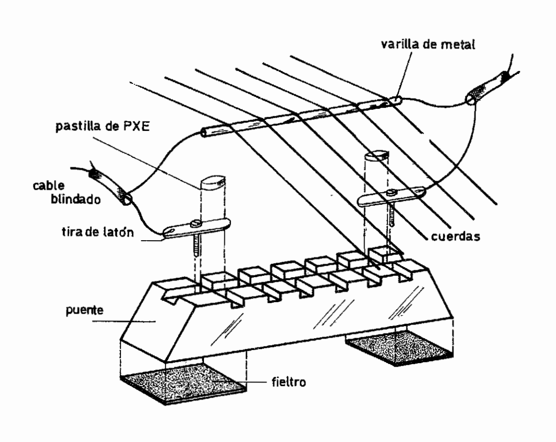


Figura 2

por supuesto, deben corresponder a las del original. Es preferible intercalar una tira de fieltro entre el puente y la caja del instrumento, para reducir ruidos indeseables producidos por golpes o roces en la caja del instrumento.

Para la reproducción estereofónica el procedimiento es distinto (ver la fig. 2). En este caso, el puente consta de dos partes, una base de madera dura o de perspex (plexiglás) y una varilla metálica de unos 5 mm de diámetro encajada en el puente. La varilla tiene ranuras a través de las cuales pasan las cuerdas y en cada extremo se apoya sobre un transductor de PXE. Las vibraciones se distribuyen entre los dos transductores, de modo que las cuerdas que se encuentran directamente encima suenan más fuerte que las otras, dando así un efecto estereofónico. Las tensiones producidas por los transductores son enviadas al preamplificador por medio de un cable blindado de micrófono. Como se aprecia en el dibujo, las caras superiores de los transductores están conectadas entre sí y puestas a tierra a través del blindaje del cable; las caras inferiores de los transductores son activas y están conectadas a la base del transistor BC149 del preamplificador, a través del conductor central del cable. La salida de cada transductor en carga, es del orden de los 30 mV.

El preamplificador

El preamplificador amplifica unas ocho veces la señal procedente del captador piezoeléctrico PXE. Los transistores están conectados de forma que la resistencia de entrada se adapte a la resistencia interna de los captadores. Por esta razón no se desacoplan los resistores de emisor *R1* y *R2* (fig. 3).

El preamplificador es alimentado a partir del amplificador de potencia. Como la conexión con la guitarra consta de dos cables blindados de un solo conductor, la alimentación y la señal de salida deben pasar por el mismo hilo. Por este motivo los resistores de colector de los transistores se encuentran en el amplificador de potencia. La corriente base se obtiene de la tensión de colector por medio de los resistores *R1-R5* y *R2-R8* respectivamente, con los desacoplos correspondientes, *C1* y *C2*. El volumen se controla con un tándem de potenciómetros logarítmicos *R6* y *R7*, con los cuales se cortocircuita la señal de salida en el grado requerido a través de los condensadores *C3* y *C4*. Éstos sirven para evitar el cortocircuito de la corriente continua.

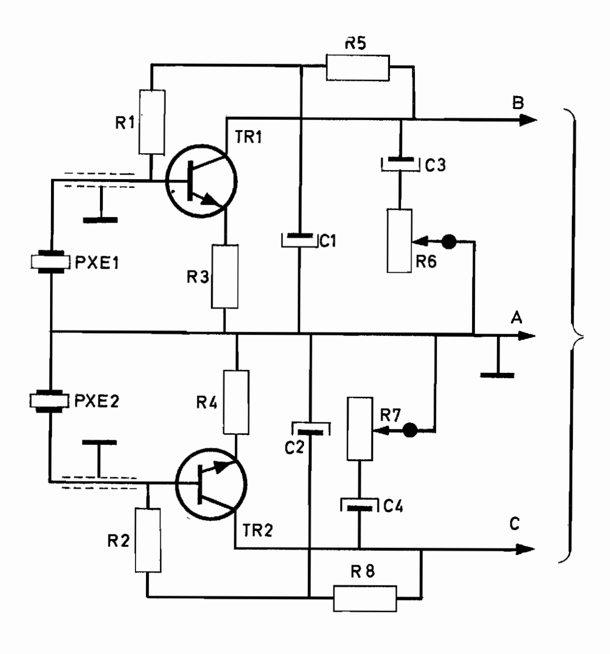


Figura 3

Amplificadores de salida

Los dos amplificadores de salida (fig. 4) recomendados para esta instalación pueden proporcionar 25 W cada uno. La salida está prevista para un altavoz de baja impedancia (8 ohmios). En estos amplificadores se ha evitado cualquier elemento desfasador, tales como transformadores de salida, y así puede utilizarse una fuerte realimentación con lo cual se logra una distorsión muy baja y una característica de frecuencia lineal desde 20 Hz hasta 27 kHz. Además, se ha prestado gran atención a la

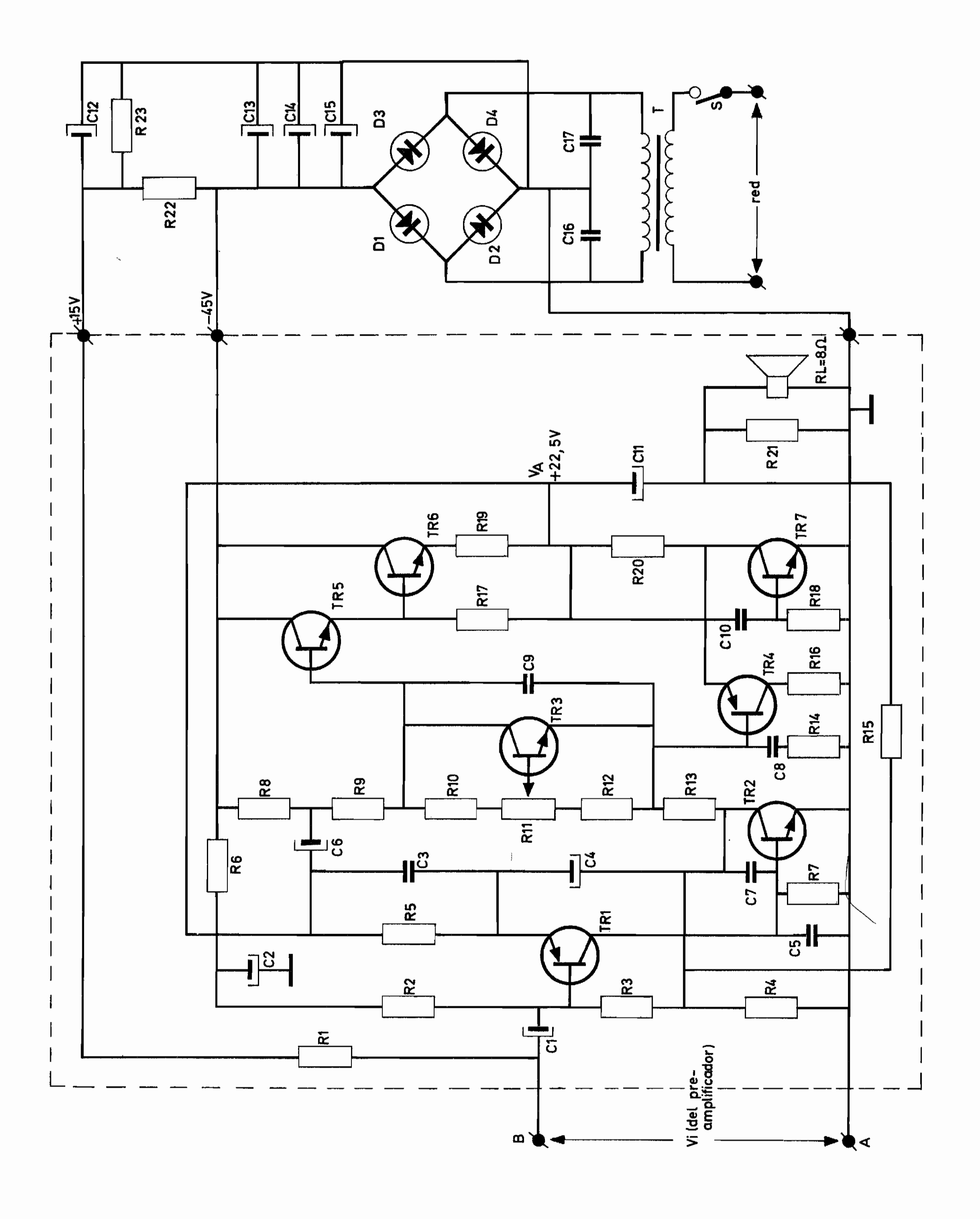

C12
R 23
C13
C14
C15
D3
D4
D1
D2
R22
C17
C16
T
S
red
+15V
-45V
RL=8Ω
VA
+22,5V
C11
R21
TR6
R19
TR7
R20
TR5
R17
R18
C10
C9
TR4
R16
TR3
R14
C8
R15
R8
R9
R10
R11
R12
R13
TR2
R6
C6
C3
C4
C7
R7
R5
TR1
C5
C2
R2
R3
R4
R1
C1
B
A
Vi (del pre-amplificador)

Figura 4

estabilización contra las variaciones de temperatura y las fluctuaciones de la tensión de alimentación. El paso de salida casi-complementario consiste en dos transistores de silicio NPN conectados en serie, *TR6* y *TR7*, del tipo BDY20. Son excitados por el paso complementario *TR4* (transistor PNP de silicio BD138) y *TR5* (transistor NPN de silicio BD137). Un transistor, *TR3*, conectado entre las dos bases de los transistores excitadores asegura una diferencia de potencial constante y aproximadamente igual a la suma de las tensiones base-emisor de *TR4*, *TR5* y *TR6*. Las corrientes de base de *TR4* y *TR5* pueden ajustarse por medio de *R11*, para que la salida consuma unos 40 mA sin carga. La distorsión cruzada es entonces despreciable.

El paso excitador está controlado por un transistor pre-excitador, *TR2*. Para asegurar la excitación completa de los dos transistores de salida, se debe poder aplicar a la base de *TR5* una señal de control suficientemente positiva. Esto se consigue aplicando una realimentación positiva a través de *C6*, desde la salida a la unión de *R8* y *R9*. El pre-excitador está acoplado directamente a *TR1*. Con los resistores *R2* y *R3* + *R4*, la base de *TR1* se lleva a una tensión que es casi igual a la mitad de la tensión de alimentación. El emisor de *TR1* recibe la tensión continua de salida a través de *R5*. Así todos los transistores están acoplados directamente, de modo que existe una fuerte realimentación en continua que mantiene la tensión de salida igual a la tensión de base de *TR1* más la caída de tensión en *R5* y la tensión base-emisor de *TR1* (es decir, la mitad de la tensión de alimentación aproximadamente). De este modo el amplificador es insensible a las variaciones de temperatura; además, la excitación se mantiene simétrica a pesar de las fluctuaciones de la tensión de alimentación, compensándose al mismo tiempo la dispersión de características de los transistores. A través del divisor de tensión *R15/R5-R4* y del condensador *C4*, parte de la tensión de salida es realimentada a la entrada. El resultado es un valor de realimentación negativa de 70 con la cual reduce la distorsión a un máximo de 1 % a plena carga (sin carga < 0,2 %). La alimentación no necesita ser estabilizada. La máxima tensión es de unos 45 V a plena carga y unos 50 V sin ella; la corriente total no pasa de los 2 A; cada amplificador tiene su alimentación separada. Los transistores de salida requieren un radiador de 80 cm² aproximadamente y los de excitación un radiador de unos 12 cm². La entrada del amplificador se conecta a + 15 V a través del resistor *R1*, que es el resistor de colector de uno de los preamplificadores montados en la guitarra (fig. 3).

Paso de salida de 25 W con transistores de silicio BDY20

Características con carga nominal de 8 ohmios:

Potencia de salida *dtot* = 1 % y *f* = 1 kHz	24,8 W
Impedancia de entrada	150 kΩ
Sensibilidad de entrada (para 25 W)	400 mV
Distorsión armónica total al producirse la saturación, *f* = 1 kHz	< 0,15 %
Distorsión de intermodulación	0,6 %
Respuesta de frecuencia	20 Hz a 27 kHz
Tensión de alimentación	45 V

Componentes del preamplificador

PXE1 y *PXE2*	Disco cerámico piezoeléctrico (5 mm diámetro y 1 mm de espesor) tipo 2P 621 39
TR1 y *TR2*	Transistores NPN de silicio BC149
R1	Resistor de carbón de 0,47 MΩ; 1/8 W
R2	Resistor de carbón de 0,47 MΩ; 1/8 W
R3	Resistor de carbón de 1 kΩ; 1/8 W
R4	Resistor de carbón de 1 kΩ; 1/8 W
R5	Resistor de carbón de 0,47 MΩ; 1/8 W
R6 y *R7*	Potenciómetro de carbón, tándem 47 kΩ (log.)
R8	Resistor de carbón de 0,47 MΩ; 1/8 W
C1	Condensador electrolítico de 10 μF/16 V
C2	Condensador electrolítico de 10 μF/16 V
C3	Condensador electrolítico de 10 μF/16 V
C4	Condensador electrolítico de 10 μF/16 V

Componentes del amplificador de potencia

Condensadores

C1	2,5 μF/ 64 V;	electrolítico
C2	2,5 μF/ 64 V;	electrolítico
C3	2,7 nF/500 V;	cerámico
C4	160 μF/ 64 V;	electrolítico
C5	22 nF/250 V;	policarbonato
C6	50 μF/ 40 V;	electrolítico
C7	27 pF/500 V;	cerámico
C8	390 pF/500 V;	cerámico
C9	10 nF/250 V;	policarbonato
C10	100 nF/250 V;	policarbonato
C11	1600 μF/ 64 V;	electrolítico
C12	640 μF/ 25 V;	electrolítico
C13	1600 μF/ 64 V;	electrolítico
C14	1600 μF/ 64 V;	electrolítico
C15	1600 μF/ 64 V;	electrolítico
C16	100 nF/250 V;	poliéster
C17	100 nF/250 V;	poliéster

Resistores

R1	10 kΩ
R2	150 kΩ
R3	150 kΩ
R4	33 Ω
R5	4,7 kΩ
R6	39 kΩ
R7	1,5 kΩ
R8	1 kΩ
R9	5,6 kΩ
R10	2,2 kΩ
R11	1 kΩ; potenciómetro de ajuste, carbón
R12	1,2 kΩ
R13	47 Ω
R14	220 Ω
R15	1,5 kΩ
R16	68 Ω; 0,5 W
R17	68 Ω; 0,5 W
R18	10 Ω; 0,5 W
R19	0,47 Ω; 2 W; bobinado
R20	0,47 Ω; 2 W; bobinado
R21	1 kΩ; 0,5 W
R22	2,2 kΩ; 0,5 W
R23	4,7 kΩ; 0,5 W

Todos los resistores son de carbón y de 0,25 W, salvo indicación en contra.

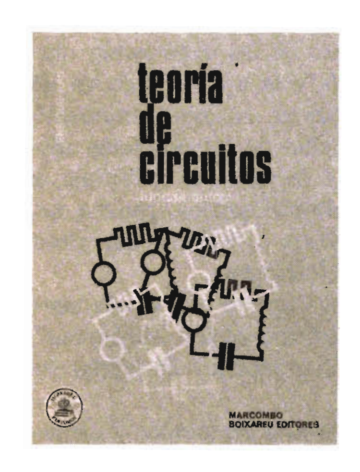
Semiconductores

TR1	BC 158
TR2	BD 137
TR3	BC 148
TR4	BD 138
TR5	BD 137
TR6	BDY 20
TR7	BDY 20
D1	BY 126
D2	BY 126
D3	BY 126
D4	BY 126

Otros componentes

RL	Altavoz de 8 ohmios, 30 W
T	Transformador, secundario 35 V, 3 A
S	Interruptor

LIBROS



TEORÍA DE CIRCUITOS, por E. Ros. Un volumen de 280 páginas (16 × 22 cm) con numerosas figuras. Ediciones Técnicas Marcombo, Sociedad Anónima. Barcelona, 1969.

Esta obra constituye un texto monográfico dedicado al estudio de la teoría de circuitos. Se adapta a los cursos de electrotecnia que se dan en las Escuelas Técnicas Superiores y su autor, catedrático de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales de Barcelona, ha desarrollado con claridad y concisión los temas tratados, apoyándose en la experiencia didáctica obtenida en clase.

No obstante, con el deseo de que esta obra pueda llegar a un público de mayor amplitud y diversidad, se han efectuado importantes añadidos. Siempre con la intención de no recargar, se ha procurado hacerlo en forma de apéndices, textos en letra más pequeña o notas de pie de página.

Consta de cinco capítulos, cuyos títulos son:

1. — Introducción a la teoría de circuitos.
2. — Magnitudes senoidales en régimen permanente.
3. — Sistemas polifásicos.
4. — Sistemas desequilibrados. Teoría general de las componentes simétricas.
4. — Extensión del método complejo. Frecuencia compleja. Polos y ceros en las respuestas frecuenciales.

Apéndices. — Lugares geométricos y teoría elemental de la inversión. Resonancia de tensión: factor de mérito.



TEORÍA Y PRÁCTICA DE LOS CIRCUITOS CON TRANSISTORES (ELECTRÓNICA LINEAL), por E. J. Cassignol. Un volumen de 360 páginas (16 × 22 cm), con numerosas figuras. Biblioteca Técnica Philips. Paraninfo. Madrid, 1968.

Esta obra, como indica su título, está consagrada al estudio teórico y práctico de los circuitos lineales con semiconductores.

Consta de ocho capítulos. Los dos primeros constituyen una introducción al estudio de los circuitos con transistores, con especial referencia a los métodos de análisis de los sistemas lineales (transformada de Laplace, gráficos de transferencia, etc.) y al fundamento de las características y funcionamiento de dichos componentes semiconductores.

La segunda parte, con seis capítulos, está especialmente dedicada a la electrónica lineal. En capítulos sucesivos se estudian los amplificadores de tensión de audiofrecuencia, los amplificadores de tensión de radiofrecuencia, los amplificadores de potencia, la teoría y aplicaciones de la realimentación negativa, los amplificadores de corriente continua y los amplificadores alta frecuencia.

Técnicos y estudiantes encontrarán en esta obra un valioso auxiliar, con una moderna exposición de los temas tratados. Al final de cada capítulo se proponen una serie de ejercicios que completan los temas tratados y permiten asimilar los puntos esenciales.



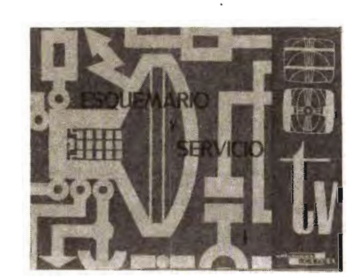
MANUAL FÁCIL DEL RADIOAFICIONADO EMISORISTA, por J. Aliaga Arqué (EA3P1). Dos volúmenes de 300 y 486 páginas (17 × 24,5 cm). Ediciones Cedel. Barcelona, 1969.

Una estación emisora de radioaficionado ha sido siempre el mejor laboratorio privado del que puede dispòner un técnico en el propio hogar. Posibilita la construcción y el ensayo de circuitos dentro de las condiciones más reales. Cuenta además con el intercambio de ideas y la ayuda colectiva de otros técnicos esparcidos por todo el mundo, y que en cualquier momento están dispuestos a echar una mano para la resolución de un problema técnico. Todo un mundo dedicado exclusivamente a la radio se relaciona a través de las ondas en las frecuencias de los radioaficionados, prueba los más recientes componentes aparecidos en el mercado y se halla al día sobre los últimos circuitos que se han desarrollado comercialmente.

En general el que desea iniciarse a esta afición tropieza con varios interrogantes: ¿Es difícil obtener una licencia de radioaficionado emisorista? ¿Cómo es posible entenderse con un técnico alemán o japonés sin hablar su idioma? ¿Es muy caro un equipo apropiado?

Estas y cuantas preguntas pueden surgir ante la idea de montar y manejar una emisora hallan su respuesta clara, concisa y sencilla en el *Manual Fácil del Radioaficionado Emisorista.* Dividida en dos tomos, el primero de ellos está dedicado a aclarar todas las dudas acerca de lo que es y representa esta afición y a orientar al lector hasta la consecución de la licencia emisorista, capacitándolo para cualquier clase de comunicación sin dificultades idiomáticas. En el segundo tomo se describen las técnicas más avanzadas en cuanto a la composición de los equipos, se describen y analizan aparatos e instrumentos especializados procedentes de fabricantes de distintos países.

Recomendamos el estudio de esta obra a todos los que en alguna ocasión pensaron o que actualmente piensan en las interesantes posibilidades que puede ofrecerles la existencia y utilización de una estación de radio en su propia casa, en cualquier rincón, con ayuda de la cual pueden hacer nuevos amigos por todo el mundo, sin distinción de razas, credos ni nacionalidades...



ESQUEMARIO Y SERVICIO DE TV, por A. Paz Huguet. Un volumen de 284 páginas (24 × 33,5 cm). Ediciones Cedel. Barcelona, 1969.

Esta obra va destinada especialmente a los técnicos de televisión, con el propósito de contribuir a una más fácil y eficiente realización de su trabajo. Constituye una guía de gran valor práctico, porque junto con el esquema del televisor descrito se facilitan además las instrucciones necesarias para la instalación, reparación, localización de posibles averías, lista de componentes, así como detalles de los circuitos parciales de mayor interés.

Consta de varios'capítulos, y en cada uno de ellos se describen modelos de una misma marca o firma. Los modelos descritos son: Anglo, Miniwatt, Elbe, Fercu, General Eléctrica Española, Kastell, Optimus.

En el apéndice se incluye una relación de frecuencias de los distintos canales (VHF y UHF), el directorio de fabricantes de receptores de televisión descritos en el volumen y descripción de instrumentos de ajuste de gran utilidad para el técnico.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A

REVISTA MINIWATT - Copresa

BALMES, 22 - ***BARCELONA - 7***


REVISTA "Miniwatt"
18 Pts.
Vol. 8 - Núm. 6

REVISTA *Miniwatt*

Revista técnica bimestral dedicada a la Radio, Televisión, Telecomunicaciones, Amplificación, Industria y demás aplicaciones de la Electrónica

DIRECCIÓN: LUIS ROIZ NORIEGA
Doctor Ingeniero de Telecomunicación

REDACCIÓN: JUAN GARRIGA PUJOL
Licenciado en Ciencias

EDITADA POR:
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA" S. A.
Balmes, 22 - BARCELONA - 7

Precio del ejemplar: 18 pesetas
Suscripción anual: 100 pesetas

NOVIEMBRE 1969
Vol. 8, Núm. 6

- Portada: Recuerdo de un gran acontecimiento: lanzamiento del Apolo XI con el que el hombre llegó a la Luna por primera vez.

Depósito legal: B. 18.387-1961

GRAFESA - Nápoles, 249 — Barcelona

CONVERTIDOR PARA ONDA CORTA

Este sintonizador hace posible la recepción de la interesante banda de onda corta de 16 a 50 metros en un receptor que solamente pueda sintonizar la banda de onda media.

El sintonizador convierte la frecuencia de las señales procedentes de la emisora de onda corta que se sintoniza en señales cuya frecuencia está dentro de la banda de onda media de cualquier receptor. Todo lo que se debe hacer, consiste en conectar la entrada del sintonizador a una antena de longitud y altura apropiadas y la salida al terminal de antena del receptor. Una vez el receptor se ha sintonizado a la frecuencia fija de salida del sintonizador se podrán recibir las señales de las diferentes emisoras de onda corta siempre en el mismo punto de la escala del receptor de onda media, utilizando el mando de sintonía del convertidor y, por lo tanto, sin que sea necesario retocar en absoluto el mando correspondiente a la sintonía del receptor de onda media.

La sensibilidad y selectividad de esa combinación son muy elevadas, debido a que el proceso de conversión de frecuencia de las señales recibidas tiene lugar dos veces: la primera en el sintonizador y la segunda en el receptor de onda media. La recepción puede incluso ser mejor que con un receptor normal. Naturalmente, las estaciones distantes pueden recibirse únicamente con ayuda de una buena antena; hay que recordar que la intensidad de la señal aumenta casi proporcionalmente con la altura de la antena y que, por el contrario, el nivel de ruido decrece al aumentar dicha altura.

El circuito ha sido diseñado para el margen de frecuencia de 18 a 7 MHz (16 a 42 m) y debe conectarse a un receptor de onda media sintonizado a 180 metros. Puede desplazarse el margen cubierto a 10 – 6 MHz (30 a 50 m) conectando un condensador en paralelo con cada uno de los condensadores de sintonía. Si en lugar de los condensadores en paralelo, se utilizan sendos condensadores ajustables conectados en serie con los de sintonía, el margen de frecuencias queda limitado a 16-25 m. En esta banda limitada es más sencillo sintonizar el convertidor. De todas formas es recomendable utilizar un mando de sintonía con reducción. A la derecha del circuito (fig. 1) se muestran los detalles de los circuitos de sintonía para los citados márgenes.

Descripción del funcionamiento

La señal captada por la antena llega al punto 3 de la bobina *T1*. El circuito de entrada se sintoniza mediante *C4*. Este condensador está acoplado mecánicamente al condensador de sintonía *C15* del cir-

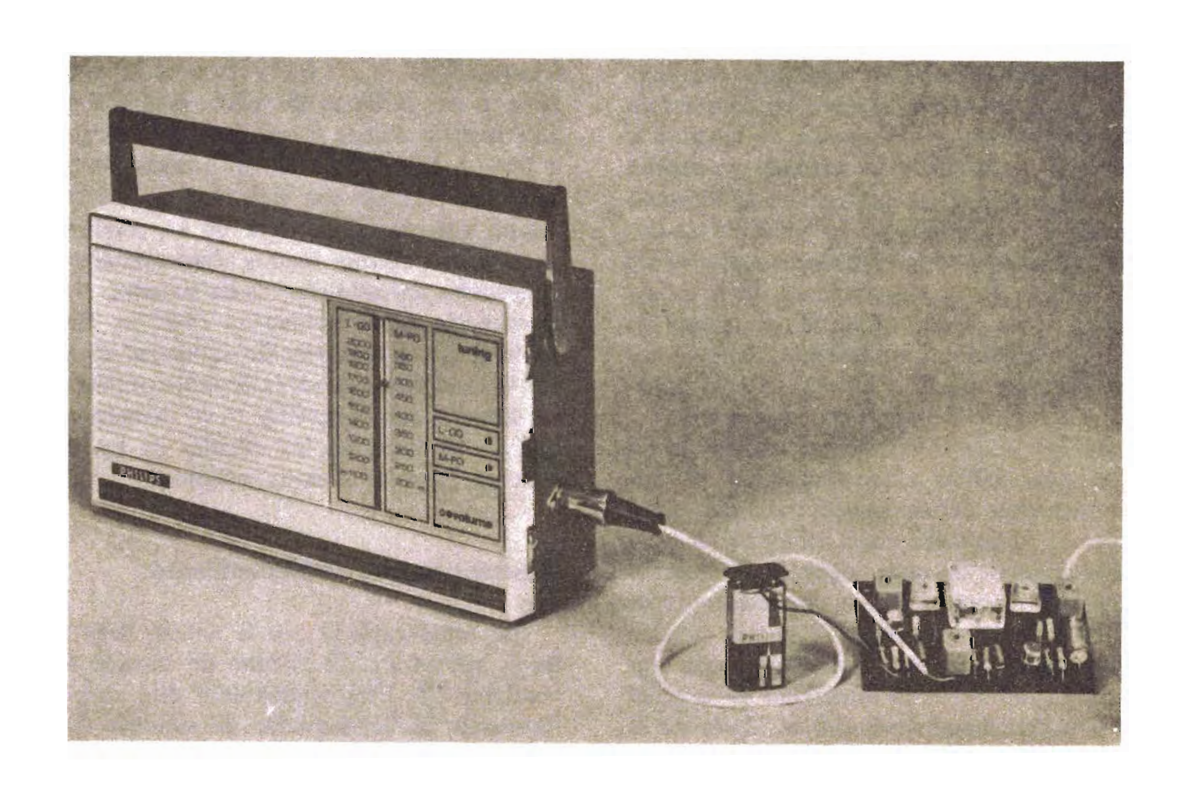
cuito oscilante. La señal generada en el punto 3 de la bobina osciladora *T3* se aplica al emisor del transistor mezclador *TR1*, mientras que la base de este transistor recibe la señal captada por la antena.

En este circuito, la frecuencia fija para la banda de onda media es de 1,62 MHz (180 m). Por ese motivo, el oscilador se mantiene sintonizado a una frecuencia de 1,62 MHz más elevada que la frecuencia portadora a la cual se ha sintonizado el convertidor. Por consiguiente, en el colector del transistor mezclador aparecerá la frecuencia diferencia (que será de 1,62 MHz, naturalmente). La bobina *T2* y el condensador *C7* forman un circuito resonante a 1,62 MHz, de forma que en la salida *U* se obtiene una señal de onda media modulada, cuya portadora es de una frecuencia de 1,62 MHz (180 m).

Instrucciones para el montaje

Véase la distribución de los componentes en la figura 2.

1. — Cuando se coloquen los transistores en su lugar, es necesario asegurarse de que la referencia de la cápsula quede en la dirección correcta y de que las conexiones pasen a través de los orificios de la placa de circuito impreso en el orden correcto. Los transistores deben quedar a unos 5 mm por encima de la placa de circuito impreso, de forma que puedan sujetarse los terminales con unas pinzas durante la soldadura.
2. — Antes de colocar el condensador de sintonía *C4 + C15* en su lugar, se deben hacer pasar los terminales del mismo a través de los orificios y sujetar después el condensador a la placa impresa mediante dos tornillos cortos.
   Importante: Se deben poner arandelas aislantes bajo las cabezas de los dos tornillos.
3. — Los condensadores ajustables se fijan mediante la soldadura de las tres patillas.
4. — La posición correcta de las bobinas *T1*, *T2* y *T3* se muestra en el dibujo de la fig. 2 por medio de una flecha que indica la situación de la marca existente en el blindaje.
5. — Cuando se coloque *C16* en su sitio, debe procurarse que esté orientado correctamente, lo cual puede comprobarse sabiendo que el estrechamiento que presenta señala el terminal positivo de la alimentación.
6. — Todos los componentes deben estar situados lo más cerca posible de la placa de circuito impreso, ya que tratándose de ondas cortas deben evitarse las conexiones largas.



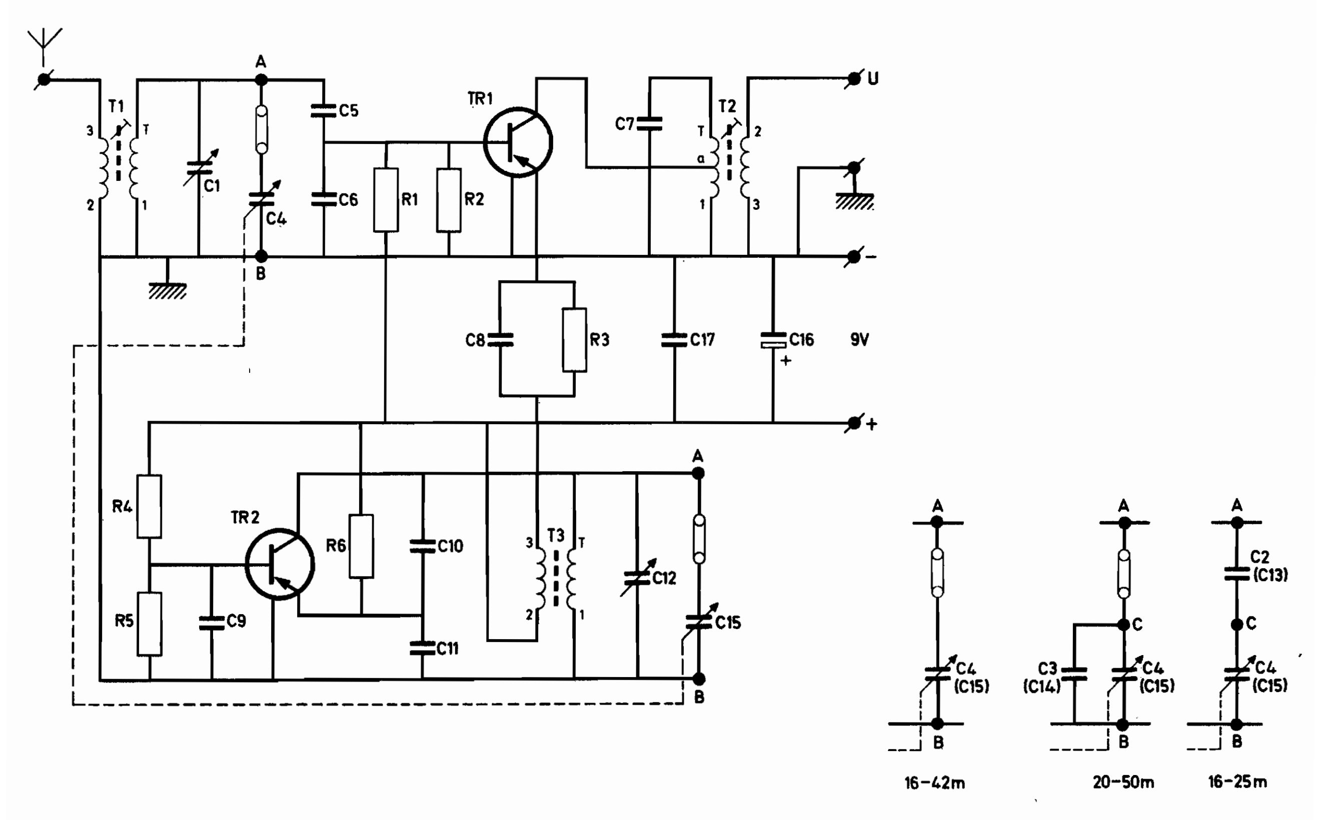


Figura 1

Lista de componentes

Transistores

TR1	AF 185
TR2	AF 185

Condensadores

C1	60 pF; trimmer
C2	500 pF; poliestireno
C3	80 pF; poliestireno
C4 y *C15*	2 × 275 pF; variable, sintonía
C5	40 pF; poliestireno
C6	100 pF; poliestireno
C7	60 pF; poliestireno
C8	100 nF; poliéster, plano
C9	100 nF; poliéster, plano
C10	40 pF; poliestireno
C11	300 pF; poliestireno
C12	60 pF; trimmer
C13	300 pF; poliestireno
C14	120 pF; poliestireno
C16	125 μF/16 V; electrolítico
C17	10 nF; poliéster, plano

Resistores (Todos los resistores de 1/8 W)

R1	10 kΩ
R2	47 kΩ
R3	1 kΩ
R4	2,7 kΩ
R5	5,6 kΩ
R6	4,7 kΩ

Para la conexión con el receptor de onda media, emplear cable de micrófono de buena calidad (cable blindado). Conéctese el alma del cable entre el terminal de antena del receptor y el punto *U* del convertidor. El blindaje debe conectarse al terminal de masa del receptor y a un punto de masa (zona de cobre) cerca del punto *U* en la placa de circuito impreso.

La tensión de alimentación es de 9 V. El terminal positivo deberá conectarse al terminal positivo de la placa de circuito impreso a través de un interruptor, mientras que el negativo de la pila se conecta directamente al terminal negativo de dicha placa.

Finalmente, se conectará la antena al punto correspondiente del sintonizador, cerca de *T1*. Un objeto adecuado, como una tubería de agua, puede utilizarse como masa y debe conectarse a la banda de cobre que rodea el circuito impreso.

Es una buena idea el disponer el sintonizador en el interior de una caja metálica, la cual proporcionará un blindaje excelente entre el sintonizador y el receptor. Unir un prolongador al eje del condensador de sintonía.

El ajuste puede realizarse del modo siguiente:

1. — Conectar el sintonizador al receptor, el cual debe estar sintonizado a 180 m (1620 kHz), de preferencia en un punto en el que no se reciban otras emisoras.
2. — Conectar el generador de señal al punto de conexión común *R1-R2* y «tierra», a través de un condensador de unos 10.000 pF.

Para asegurarse de que el conjunto funciona correctamente, el sintonizador debe ajustarse con ayuda de un generador de señal de radio frecuencia, modulado por una señal de baja frecuencia, por ejemplo, de 400 Hz.

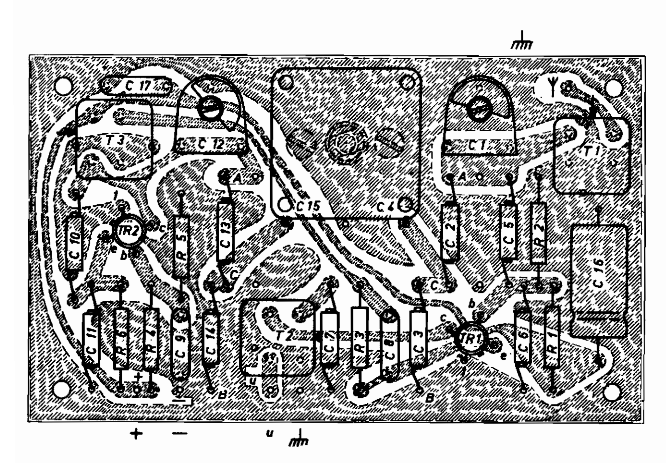
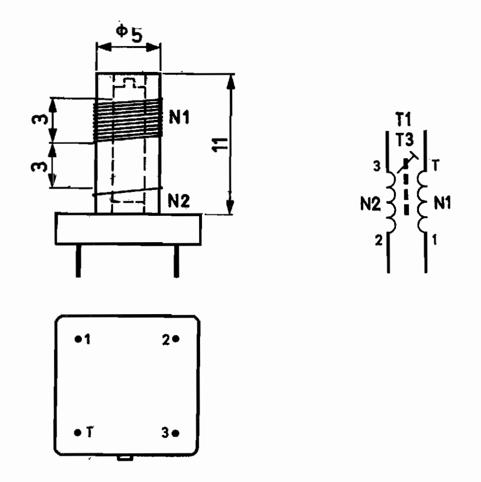
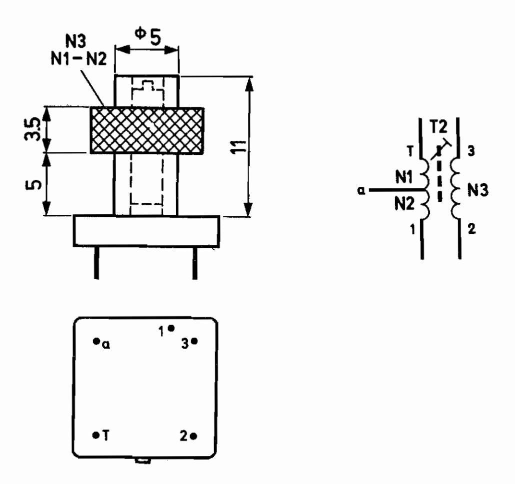


Figura 2

3. — Sintonizar el generador de señales a la misma frecuencia que el receptor (1620 kHz).
4. — Ajustar el núcleo de *T2* para máximo volumen. si este punto resulta difícil de obtener, deberá colocarse un condensador de unos 100 pF en la conexión entre el sintonizador y el receptor. Si fuese necesario, desintonícese ligeramente el receptor.
5. — Conectar ahora el generador de señales entre los terminales de antena y tierra del sintonizador. Girar el condensador de sintonía totalmente a la derecha. Sintonizar el generador de señales a 7 MHz. Ajústese primero la bobina *T3* y después la bobina *T1* para máximo volumen (si se utilizan condensadores en paralelo *C3* y *C14*, debe sintonizarse el generador de señales a 5,9 MHz).
6. — Girar el condensador de sintonía totalmente a la izquierda. Sintonizar el generador de señales a 20 MHz (si se utilizan *C3* y *C14*, debe sintonizarse a 10 MHz) y ajústese primero el condensador *C12* y después *C1* para máximo volumen.
7. — Repetir las operaciones 3 a 6, todas las veces que sea necesario.

Finalmente comprobar las tensiones entre el emisor (punto e) y el terminal de positivo: en *TR1* debe ser de 1,33 V y en *TR2* de 2,9 V (medidas con un voltímetro de 20.000 ohmios por voltio).





Bobinas

T1 y *T3*

N1	0,85 μH; 10,75 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm
N2	1,25 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm
Núcleo	3122 104 91630
Formita	AP 3016/00
Blindaje	AP 3015/01

T2

N1	117,78 espiras de hilo de litz de 16 × 0,04 mm
N2	4,68 espiras de hilo de litz de 16 × 0,04 mm
N3	12,18 espiras de hilo de litz de 16 × 0,04 mm
N1 + *N2* = 172 μH	
Núcleo	3122 104 93020
Formita	AP 3016/00
Blindaje	AP 3015/01

AMPLIFICADOR ESTEREOFÓNICO (18 vatios)

Se describe el circuito de un interesante amplificador estereofónico de 18 vatios de fácil realización y excelentes resultados.

Se emplea un preamplificador universal con entradas para fonocaptor cerámico o magnético, y para radio. Dispone también de entradas auxiliares de alta impedancia. Los transistores de salida del amplificador principal van montados en la placa de circuito impreso junto con los radiadores. El amplificador es convencional, con paso de salida de simetría casi complementaria, se utiliza realimentación total de c.a. para obtener una impedancia de entrada elevada.

La placa de circuito impreso, que se ha representado a la cuarta parte de su tamaño aproximadamente, contiene también los componentes de filtro, los rectificadores de alimentación y los condensadores de acoplamiento de los altavoces.

Preamplificador

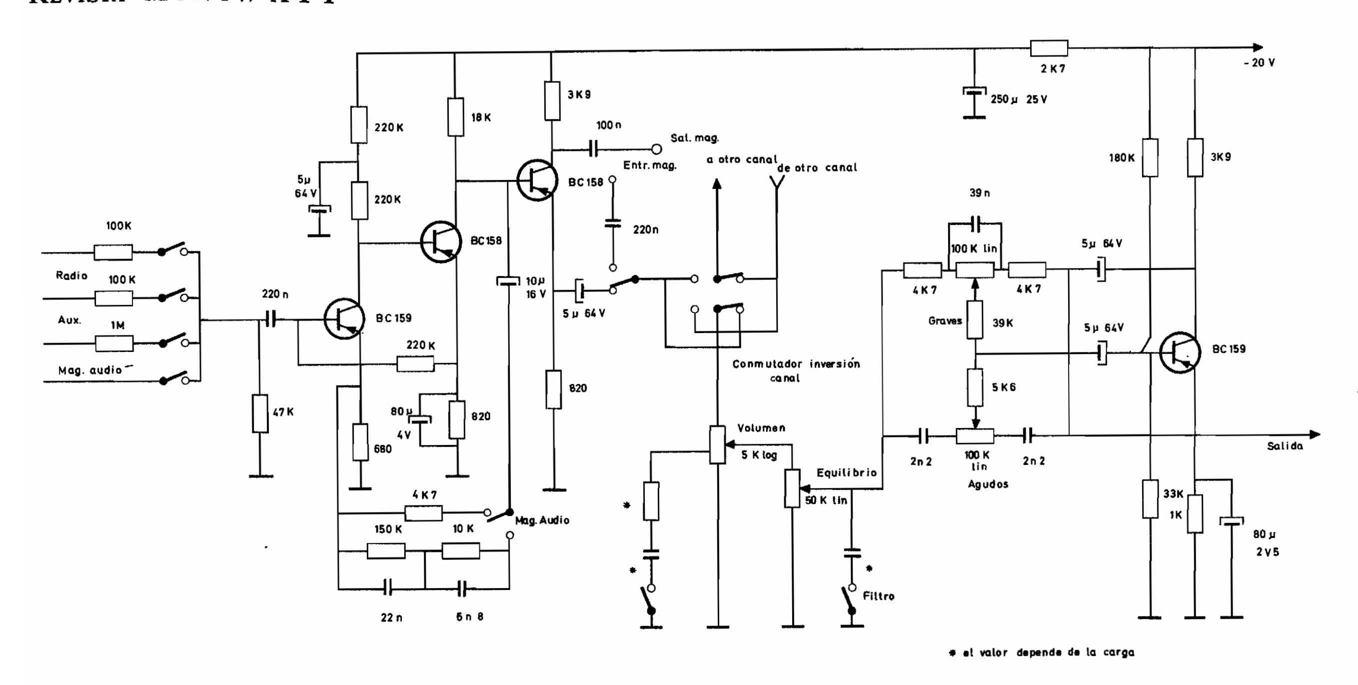
Las dos primeras etapas, acopladas en c.c., se describieron con detalle en el numero 1, vol. 7. En este caso se ha invertido la polaridad de la alimentación, junto con la de los transistores. De esta forma pueden emplearse líneas de alimentación separadas para el amplificador y preamplificador a partir de un solo transformador de alimentación. Se facilita así el filtrado de la tensión de alimentación del preamplificador.

Entre las dos primeras etapas y la última se intercala un paso separador en montaje de seguidor de emisor para obtener excitación de baja impedancia para los controles de tono. Del colector del transistor de esta etapa puede obtenerse una señal de 300 mV antes del control de volumen, adecuada para excitar la mayoría de los magnetófonos.

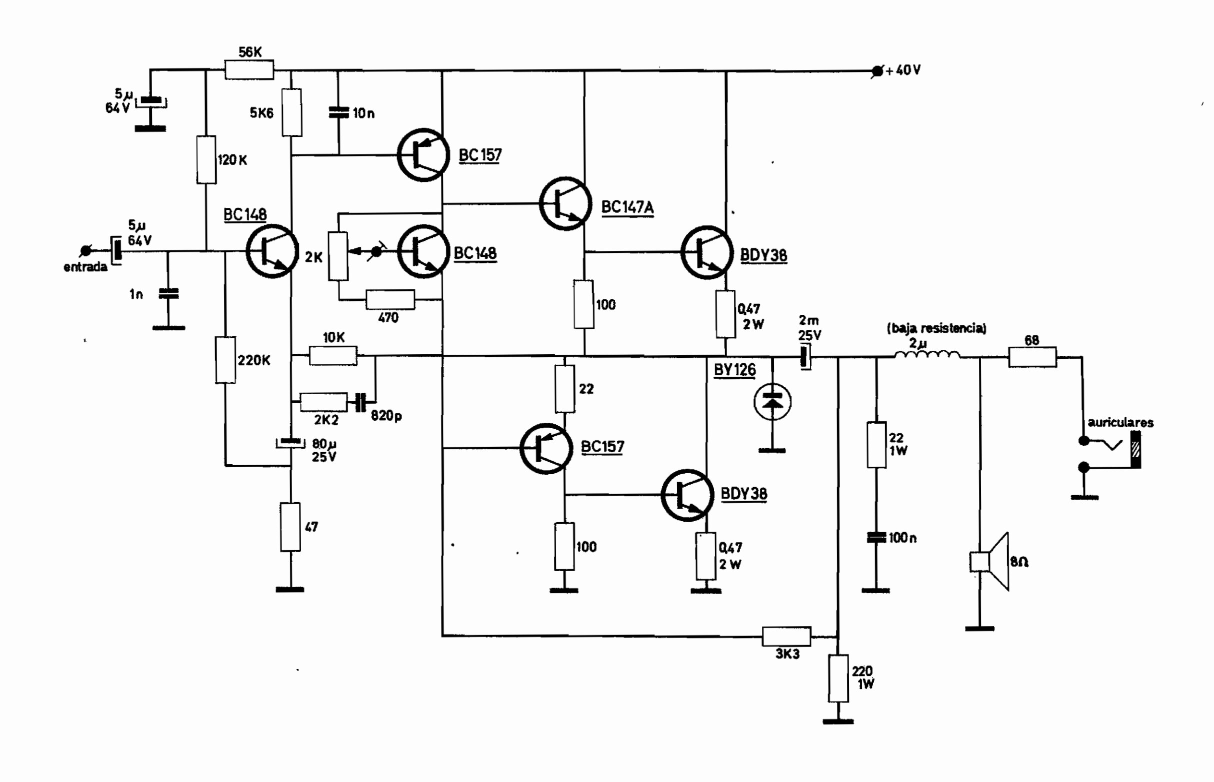
Amplificador

El amplificador presenta un circuito acoplado en c.c. con simetría casi complementaria y una realimentación negativa total de unos 20 dB. El segundo transistor BC 148 se utiliza para neutralizar el efecto de las variaciones de la temperatura sobre la corriente de reposo de los transistores excitadores y de salida, y se coloca cerca de los radiadores de los transistores de salida. El potenciómetro existente en el circuito de base del transistor BC 148 sirve para ajustar la corriente de reposo de colector de los transistores BDY 38 a unos 10 a 20 mA. Para las pruebas iniciales, el cursor de dicho potenciómetro debe hallarse situado hacia el lado del colector del BC 148, a fin de evitar disipación excesiva accidental de los transistores excitadores y de salida.

Para asegurar la estabilidad con cargas capacitivas, por ejemplo, con cables largos para la conexión



Circuito del preamplificador para amplificador estereofónico de 18 W



Circuito de un canal para amplificador estereofónico de 18 W

de altavoces, se utiliza una red *RC* en paralelo con la salida del amplificador para obtener así un polo y un cero de estabilización en la respuesta. Con el mismo objeto se ha dispuesto un choque de baja resistencia en serie con el altavoz.

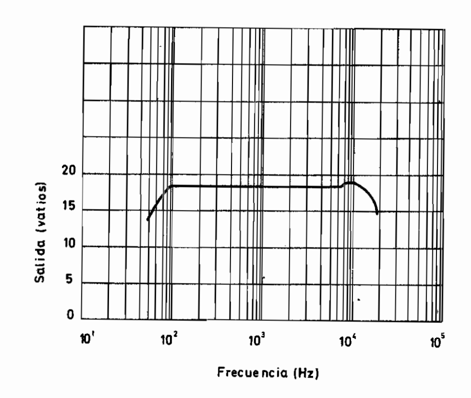
Radiadores

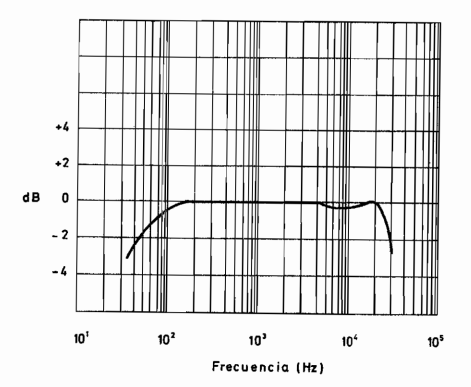
Cada transistor de salida BDY 38 precisa de un radiador cuya resistencia térmica sea de unos 28 °C/W. Los transistores se aíslan de los radiadores mediante arandelas de mica, con lo que se evita que los radiadores, que están al potencial de salida, se acoplen con las entradas del amplificador.

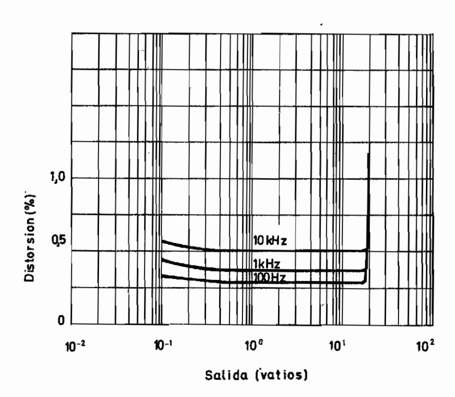
Fuente de alimentación

La fuente de alimentación es típica de los amplificadores de mediana potencia. Se han previsto salidas distintas para los amplificadores y para los preamplificadores, y también se muestran salidas para la alimentación de los circuitos de FI y multiplex (caso de utilizarse un sintonizador). Como parte resistiva del filtro, para la alimentación del amplificador, se utiliza un diodo cuya caída de tensión constante es de 0,5 V.

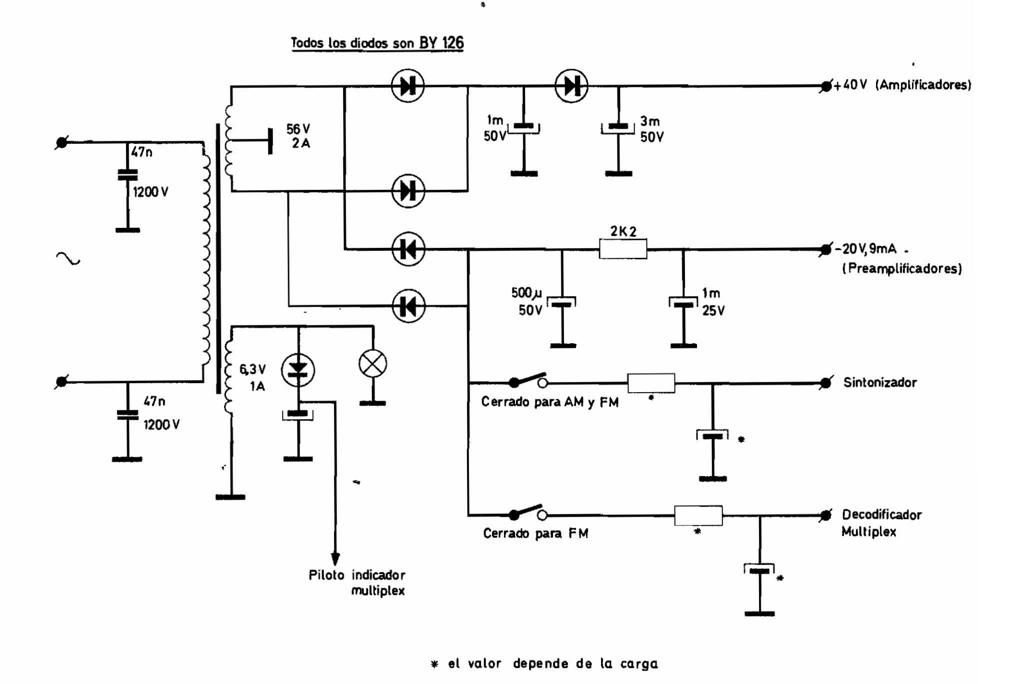
Para máxima salida eficaz en ambos canales y tensión de alimentación de 40 V, el consumo es de 2 A. En la práctica es adecuado un transformador con un secundario de 56 V provisto de derivación central. Si se permite una tensión de reposo de 40 V que caiga a 35 V para máxima salida, debido a la impedancia interna de la fuente de alimentación, la potencia de salida del amplificador es de 14 W aproximadamente.











Circuito de la fuente de alimentación para amplificador estereofónico de 18 W

INTRODUCCIÓN AL EMPLEO DE LOS MÓDULOS CONTADORES SERIE 50

2. Cómputo bidireccional

Este artículo está dedicado al estudio de sistemas contadores bidireccionales mediante el empleo de unidades de la serie 50. Se describen las características y aplicaciones prácticas de las décadas bidireccionales con visualización directa RIC 50, del circuito de memoria con visualización MID 50 y del circuito indicador de signo SID 50.

La automatización industrial está orientada hacia la adopción integral de sistemas electrónicos: la serie 50 ha sido diseñada para satisfacer las exigencias de la técnica más avanzada y al propio tiempo simplificar las realizaciones prácticas.

UNIDADES RIC 50, MID 50, SID 50

Características generales

Cada una de estas unidades se presenta en una caja idéntica a la del contador unidireccional NIC 50. Los terminales están dispuestos en dos filas en la parte posterior de la caja y son adecuados tanto para soldadura como para conexiones arrolladas *(wire wrapping)*. En este último caso se aconseja utilizar hilo de 0,4 mm y hasta tres conexiones arrolladas por terminal, cada una de ellas formada por 6 vueltas.

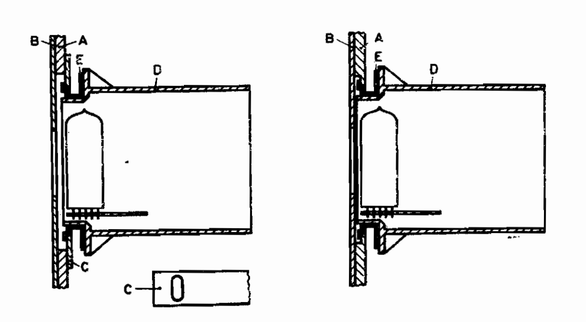


Fig. 1. Dos sistemas de montaje de las unidades RIC 50, MID 50, SID 50, sin usar carátulas

A = panel de montaje; *B* = panel frontal; *C* = plaquitas auxiliares de montaje; *D* = caja de la unidad; *E* = soporte metálico de montaje (suministrado con las unidades).

Para montar dichas unidades es preciso realizar un orificio rectangular en el panel sobre el que deban fijarse. Las carátulas entran a presión y pueden abarcar desde una sola unidad hasta seis unidades. En la figura 1 se ha representado el método de montaje de estas unidades si no se desea emplear carátulas.

Características eléctricas:

— frecuencia de cómputo, máx.	10 kHz
— temperatura ambiente de funcionamiento . . .	− 25 a + 70 °C
— temperatura de almacenamiento	− 40 a + 85 °C
— tensiones de alimentación:	
a) para la parte lógica	+ 24 ± 10 % V c.c.
b) para los tubos indicadores	+ 250 ± 10 % V c.c.

Funciones realizadas

— *Unidad RIC 50.* Se trata de una década bidireccional con indicación visual de cifras del 0 al 9 y del punto decimal (para indicar la coma).
Las salidas se presentan en forma decimal. En la fig. 2 se muestra el símbolo correspondiente a esta unidad.

— *Unidad MID 50.* Esta unidad constituye un circuito memoria para las décadas NIC 50 y RIC 50, con la posibilidad de indicación visual de las cifras del 0 al 9 y también del punto decimal.
La salida decimal de esta unidad puede ser utilizada, por ejemplo, para controlar una impresora. En la fig. 3 se muestra el símbolo de la unidad MID 50.

— *Unidad SID 50.* Esta unidad, cuyo símbolo se ha representado en la fig. 4, proporciona una indicación de los signos + y −. También puede dejarse el tubo apagado o bien hacer que indique cualquiera de los caracteres ~, X, Y, Z.

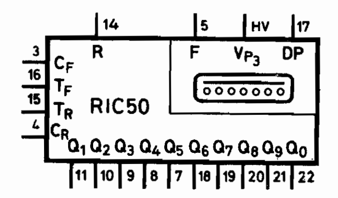


Fig. 2. Símbolo de la unidad RIC 50

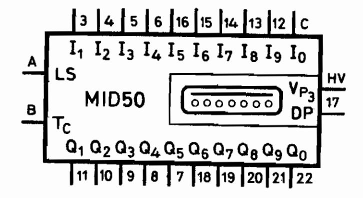


Fig. 3. Símbolo de la unidad MID 50

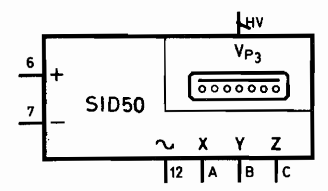


Fig. 4. Símbolo de la unidad SID 50

CÓMPUTO BIDIRECCIONAL MEDIANTE LA UNIDAD RIC 50

Generalidades

La década bidireccional con indicación visual RIC 50 presenta dos entradas de disparo T_F y T_R, las cuales pueden controlarse mediante la salida Q_T de la unidad formadora y de puesta a cero PSR 50; T_F es la entrada para la adición o cuenta hacia adelante, mientras que T_R es la entrada para la sustracción o cuenta hacia atrás.

Existen además dos entradas de control C_F y C_R que condicionan las entradas de las señales de disparo y la dirección del cómputo.

En otras palabras, una señal 0 aplicada a una entrada de control permite el funcionamiento de la entrada de señal de disparo del mismo índice, mientras que una señal 1 lo inhibe.

Nótese que debe evitarse el enviar señales 0 simultáneamente a las dos entradas de control mientras llegan impulsos de disparo a las entradas correspondientes. Para transferir los impulsos de una década a la siguiente (dispuesta en cascada) es preciso utilizar como impulsos de transporte los que se obtienen en los puntos Q_0 y Q_9.

Frecuencia del funcionamiento

El tiempo mínimo que debe transcurrir entre dos impulsos sucesivos aplicados a la entrada es de 100 microsegundos; por tanto, la frecuencia máxima de funcionamiento es de 10 kHz. Por esto, tanto en el caso de utilizar conmutadores rotativos (para predeterminación) como en el caso contrario, el tiempo de retardo intencional introducido por la unidad NOR de adaptación y el de propagación a través del sistema contador no comportan variaciones de la frecuencia máxima de funcionamiento, que es precisamente de 10 kHz para la unidad RIC 50.

A continuación se describen algunos circuitos de aplicación de esta unidad.

Cómputo bidireccional con una sola entrada y mando por interruptor

La fig. 5 representa un contador caracterizado por una sola entrada obtenida por conexión en paralelo de los terminales T_F y T_R.

El sentido del cómputo viene determinado por la posición del interruptor de control. Con el circuito

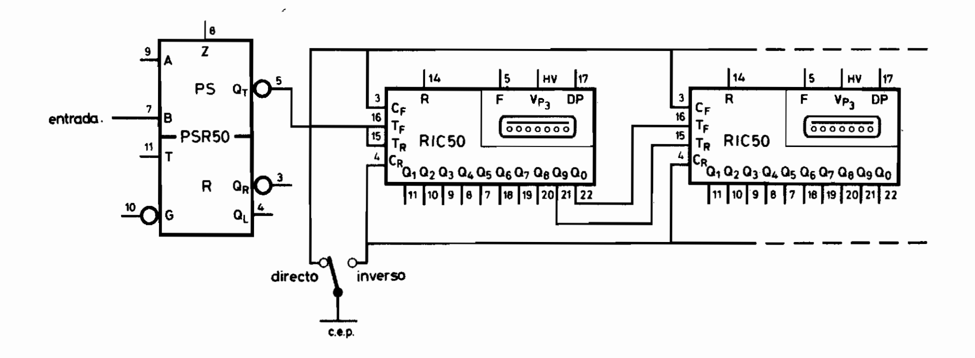


Fig. 5. Cómputo bidireccional: una sola entrada y control por interruptor

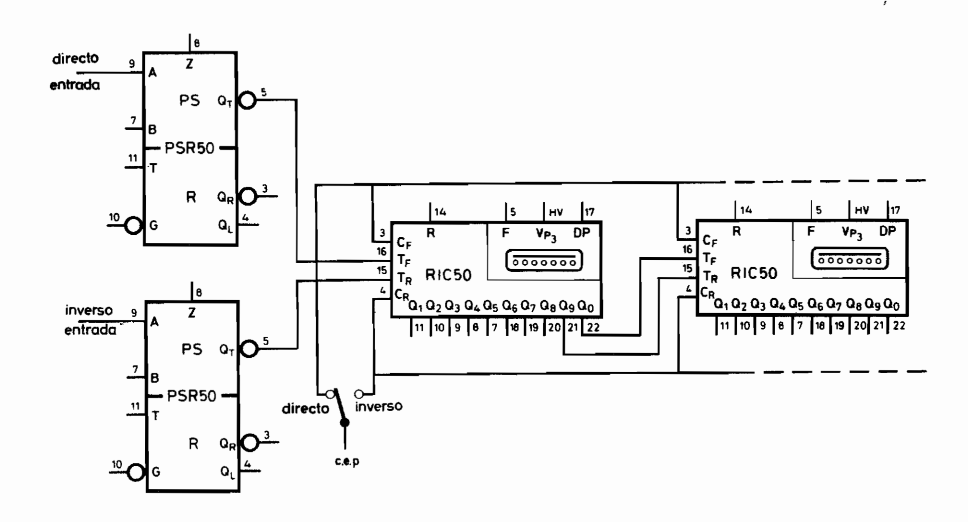


Fig. 6. Cómputo bidireccional: entradas separadas y control por interruptor

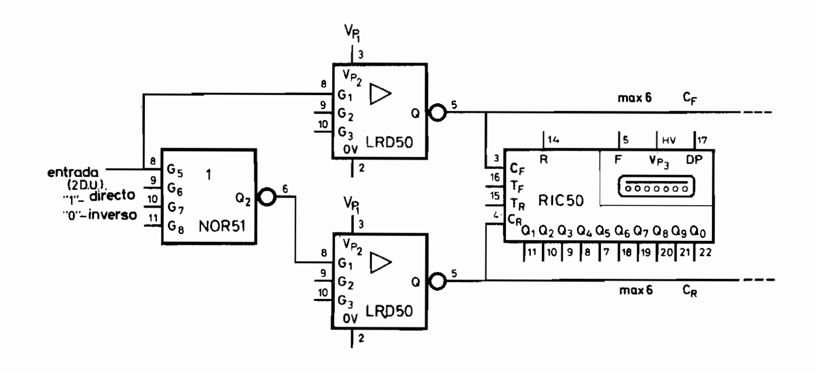


Fig. 7. Cómputo bidireccional controlado con unidad LRD 50

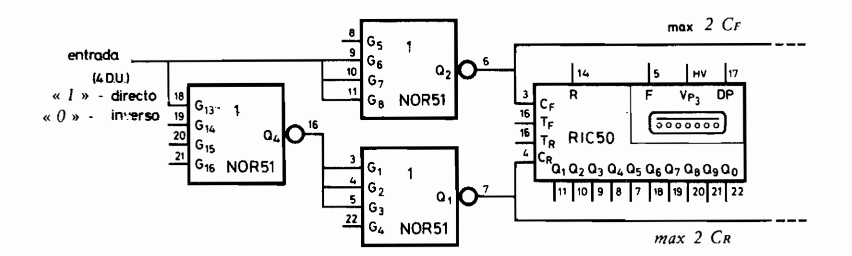


Fig. 8. Cómputo bidireccional controlado con unidades NOR

de la fig. 5 es preciso tener en cuenta las siguientes consideraciones:

a) Si la entrada de control no está unida al interruptor (circuito abierto), queda inhibido el tipo de cómputo correspondiente; en otras palabras, para un terminal de control la condición de circuito abierto equivale a una señal «1» aplicada a dicha entrada.

b) Durante el tiempo de conmutación del interruptor de una entrada de control a la otra, ninguna de las dos queda conectada al punto central de masa, por lo cual quedan inhibidos ambos sentidos de cómputo. Por ello es importante no aplicar impulsos de cómputo a la unidad PSR 50 durante dicho intervalo de tiempo.

c) Para la entrada de control debe permitirse un tiempo de recuperación de unos 100 microsegundos después de la conmutación correspondiente.

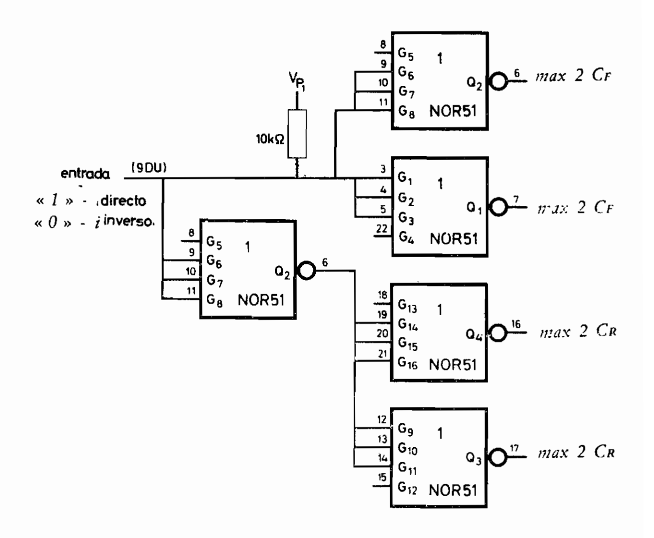


Fig. 9. Control de 4 décadas RIC 50 mediante unidades NOR. La entrada, que precisa de 9 DU, puede controlarse mediante una unidad NOR 51 con dos entradas conectadas en paralelo

Cómputo bidireccional con entradas separadas y control por interruptor

La fig. 6 representa un contador con dos entradas separadas, una para contar hacia adelante y otra para contar hacia atrás, mientras que el control del sentido de cómputo se realiza mediante un interruptor. También deben tenerse en cuenta aquí las consideraciones a), b) y c) anteriormente indicadas.

Cómputo bidireccional controlado mediante unidades lógicas

Los circuitos de las figs. 7 y 8 indican el modo como pueden controlarse las entradas C_F y C_R de la unidad RIC 50 mediante la unidad de potencia

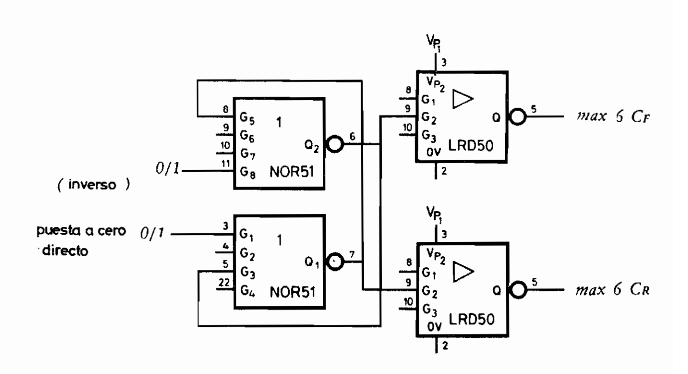


Fig. 10. Empleo de un circuito memoria para mantener el nivel lógico en la línea de control. Pueden controlarse hasta 6 décadas RIC 50

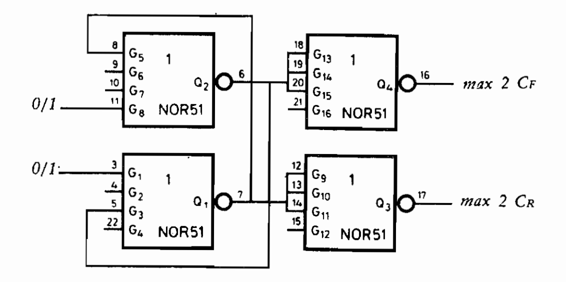


Fig. 11. Circuito análogo al de la fig. 10, apto para controlar sólo 2 décadas

núm. impul.	salida									
	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6	Q_7	Q_8	Q_9	Q_0
1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
2	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
3	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
4	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
5	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
6	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
7	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
8	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
9	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

Fig. 12. Tabla de la verdad de la unidad RIC 50

LRD 50, o bien con unidados NOR de cuatro entradas cada una, con tres terminales en paralelo. La unidad LRD 50 puede controlar hasta un máximo de seis entradas C_F o C_R, mientras que la salida de la unidad NOR puede controlar solamente dos de esas entradas.

En el caso de que sea necesario controlar mediante la unidad NOR hasta cuatro décadas RIC 50, puede utilizarse el circuito de la fig. 9.

Los circuitos de control considerados hasta ahora precisan del nivel «0» o bien del nivel «1» para mantener un determinado sentido del cómputo. Por el contrario, los circuitos de las figs. 10 y 11 muestran el modo de mantener un determinado sentido del cómputo mediante el disparo o la puesta a cero de un circuito memoria con ayuda de un impulso positivo (paso de nivel «0» al nivel «1»). Este circuito memoria se ha realizado con unidades NOR 51.

Cómputo bidireccional con predeterminación

La salida de la unidad decimal bidireccional RIC 50 es idéntica a la de la década unidireccional NIC 50. En otras palabras, tal como puede verse en la tabla de la verdad de la fig. 12, la unidad RIC 50 presenta diez salidas que se encuentran normalmente al nivel lógico «1»; la salida que corresponde al número contado en cada momento, pasa de «1» a «0».

Para realizar contadores con salidas predeterminadas mediante la década RIC 50, son válidas todas las consideraciones y circuitos de la unidad unidireccional NIC 50.

Puesta a cero y punto decimal

Los métodos de puesta a cero para la unidad RIC 50 son iguales a los que se utilizan para la unidad NIC 50 y lo mismo ocurre con todo lo referente al punto decimal.

EMPLEO DE LA UNIDAD MID 50

Generalidades

La unidad MID 50 es una memoria de indicación provista de visualización que puede ser utilizada para almacenar la información presente en las unidades NIC 50, RIC 50 o bien en otra unidad MID 50. Para ello está provista de diez entradas I_0 a I_9 para conectar directamente a las diez salidas Q_0 a Q_9 de la unidad de la cual dependen; estas conexiones no alteran la cargabilidad de las unidades. Téngase presente que cada unidad decimal puede controlar hasta un máximo de seis unidades MID 50, procurando que la capacidad del cableado no sobrepase los 200 pF.

Transferencia de información

Tal como muestra la fig. 13, aplicando a la entrada T_C de la unidad MID 50 un impulso de transferencia adecuado, obtenido de las salidas Q_T o Q_R de la unidad PSR 50, la información que en aquel momento esté presente en la unidad de mando (NIC 50 en la figura) se transfiere a la unidad MID 50 correspondiente, la cual la visualiza de modo estable.

Nótese que la información se transfiere en virtud del frente positivo de la señal de transferencia aplicada a T_C como se observa en la fig. 14. Por ello

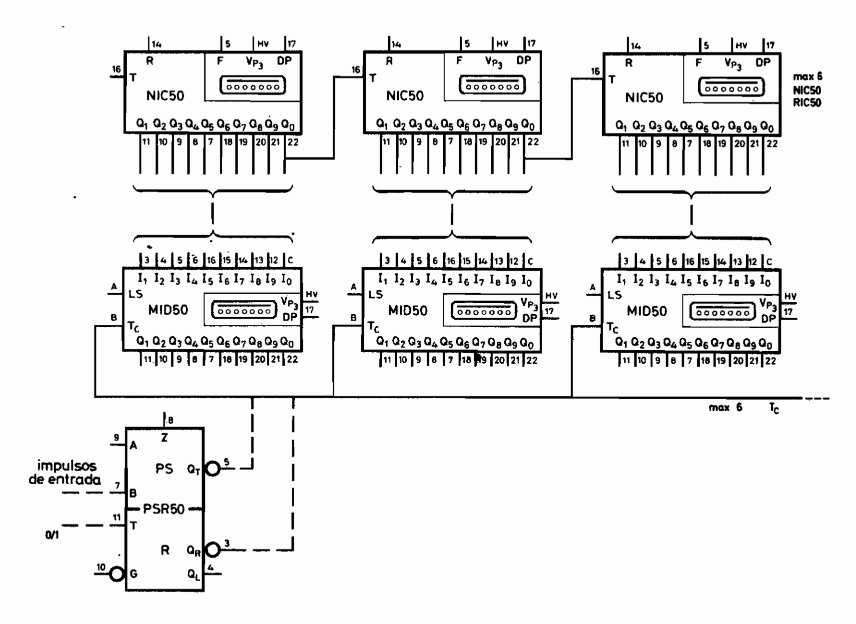


Fig. 13. Transferencia de información a las unidades MID 50

resulta importante respetar los valores de los tiempos t_1 y t_2 (entre dos impulsos de disparo sucesivos enviados al contador y el impulso de transferencia) representados en la fig. 14 para evitar errores de funcionamiento de la unidad MID 50.

Variación del nivel lógico

La unidad MID 50 puede adaptarse fácilmente a sistemas que utilicen lógica distinta a la de la serie 50, es decir, con niveles lógicos distintos.

Por tanto, si los niveles lógicos enviados a las entradas I_0 a I_9 de la unidad MID 50 no son del mismo tipo, esto es, si no proceden de las unidades NIC 50, RIC 50 ó MID 50, puede adaptarse la unidad MID 50 a dichos niveles conectando un resistor *R* entre los terminales *L*, *S* y V_p, y un diodo zener *D*, entre los puntos *L*, *S* y *0V*. Naturalmente, la tensión de alimentación de la unidad MID 50 debe seguir siendo de 24 V (V_p). En la fig. 15 se ha representado este circuito de adaptación.

nivel lógico	alimentación	D	R
«1» ≥ 5,4 V «0» ≤ 1,4 V	12 V	BZY88-C5V1	1,2 kΩ - 0,25 W
«1» ≥ 3,6 V «0» ≤ 0,5 V	6 V	BZY88-C3V3	1,5 kΩ - 0,25 W

En la tabla se indican los valores del resistor *R* y el tipo de diodo *D*, para sistemas con alimentación

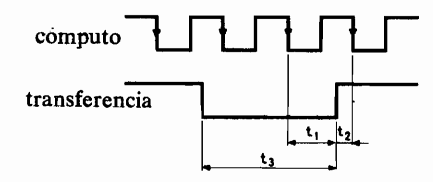


Fig. 14. Señales de cómputo y de transferencia:
$t_1 = 12 + 7\ (n\text{-}1)$ µs, con n = número de décadas
t_2 = mínimo 8 µs
t_3 = mínimo 15 µs

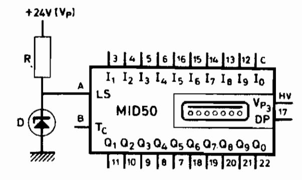


Fig. 15. Circuito de adaptación de la unidad MID 50 a niveles lógicos no normalizados

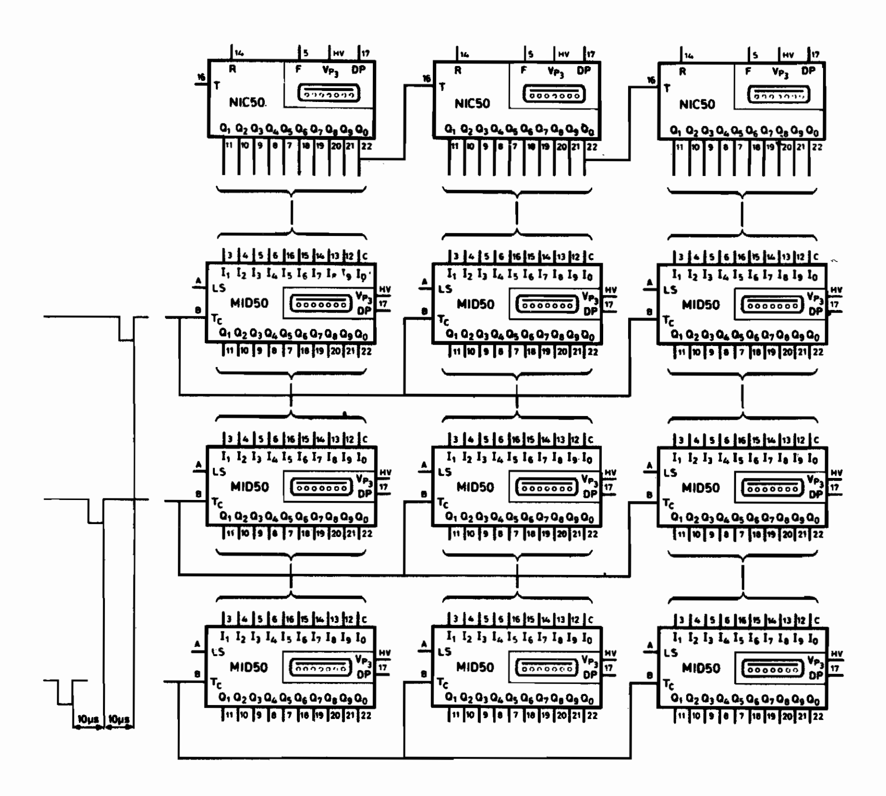


Fig. 16. Registro de desplazamiento con unidades MID 50

lógica a 12 V o a 6 V. Los valores relativos a 12 V son también utilizables para equipos que utilicen circuitos bloque de la serie 10.

Registro de desplazamiento

En la fig. 16 se muestra el circuito de un registro de desplazamiento que utiliza unidades MID 50.

Cada señal de mando desplaza la información existente en el contador de un lugar en el registro. Los impulsos de transferencia aplicados a las entradas de la unidad MID 50 deben tener una separación de 10 microsegundos para obtener un funcionamiento correcto. La fig. 17 representa un circuito adecuado.

Control de impresoras

Las salidas de la unidad MID 50 se presentan en forma decimal y pueden utilizarse para fines puramente lógicos o para controlar máquinas impresoras, como se verá más adelante.

EMPLEO DE LA UNIDAD SID 50

Generalidades

La unidad SID 50 visualiza los signos más y menos; además, puede hacerse que el tubo permanezca apagado. Esta última condición ocurre cuando las entradas más y menos se encuentran al mismo nivel lógico.

En cambio, cuando se aplican a estas entradas señales lógicas complementarias, se ilumina el signo correspondiente a la entrada a la cual se aplica el nivel lógico «1».

Visualización de los caracteres ~, X, Y, Z

Además de los signos + y —, es posible visualizar los caracteres ~, X, Y, Z con ayuda de un circuito como el de la fig. 18.

Si se desea encender manualmente dichos caracteres, puede utilizarse un interruptor o conmutador conectado al punto 0 V a través de un resistor de 1000 ohmios.

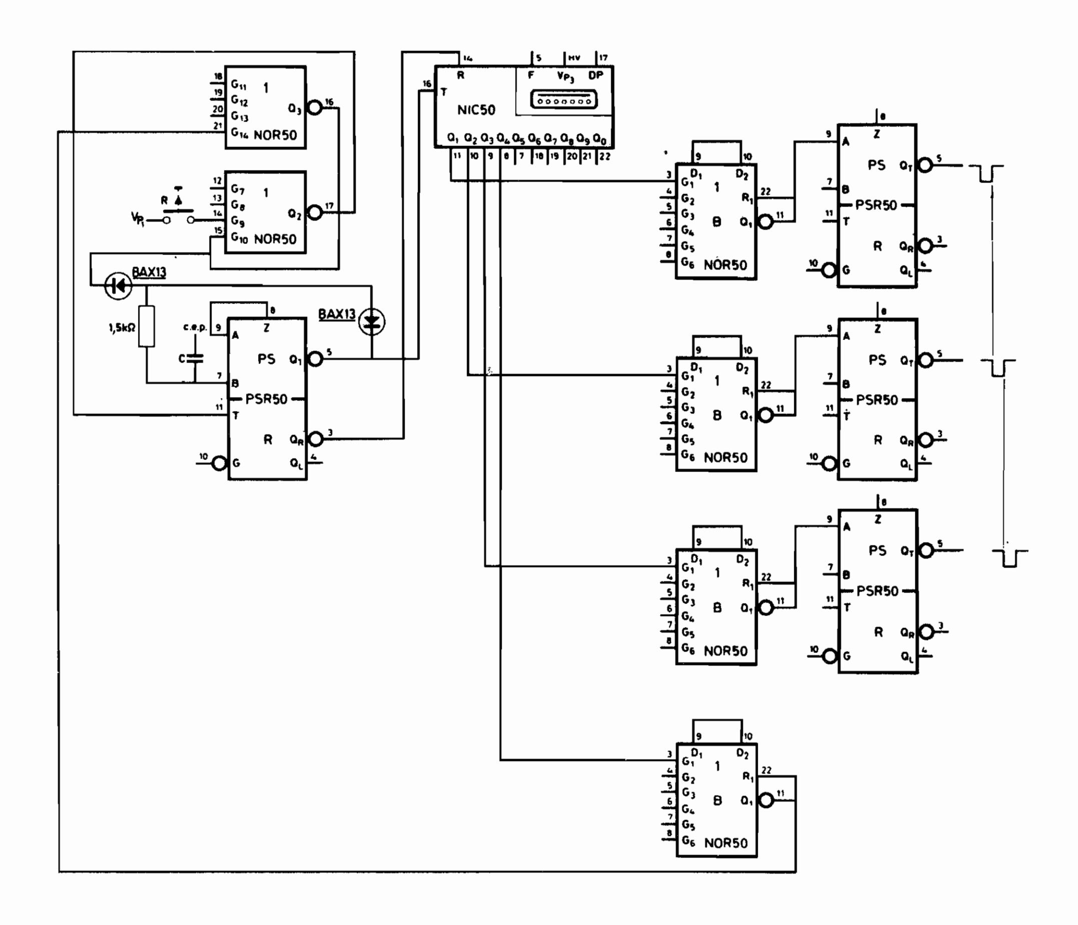


Fig. 17. Circuito para obtener impulsos de transferencia

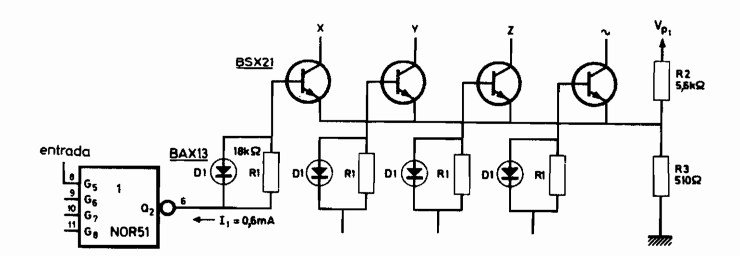


Fig. 18. Circuito de control de la unidad SID 50 para visualizar los caracteres X, Y, Z, ~. Siempre debe quedar sin conectar una entrada de la unidad NOR 51

Visualización de los signos + y −

Empleo de interruptores

En la fig. 19 se muestra un circuito para el control manual de la unidad SID 50, formado por un conmutador de tres posiciones, mediante el cual es posible elegir una cualquiera de las tres condiciones posibles: encendido del signo +, encendido del signo −, oscuridad (ningún signo, encendido).

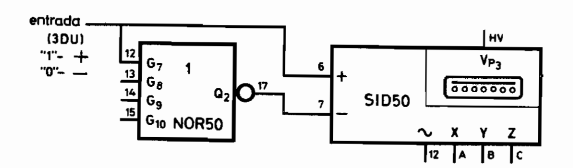


Fig. 20. Visualización de los signos + y − mediante una unidad NOR 50

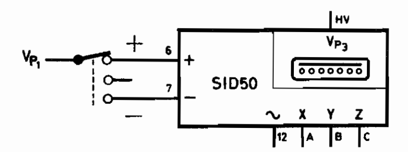


Fig. 19. Visualización de los signos + y − mediante interruptor

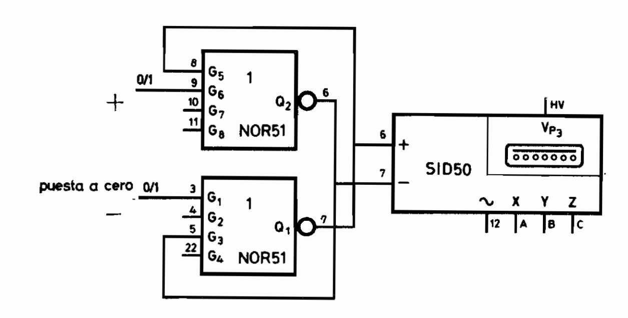


Fig. 21. Visualización de los signos + y − mediante un circuito memoria

Empleo de circuito lógicos

La fig. 20 muestra un circuito de entrada formado por una unidad NOR 50: cuando se aplica el nivel lógico «1» a la entrada del NOR 50 se enciende el signo +, y cuando el nivel lógico de la entrada es «0» se ilumina el signo −. Para el mando de este circuito se precisan 3 DU. Con este circuito no es posible dejar el tubo apagado.

El circuito memoria utilizado en la fig. 21 deja el tubo apagado cuando se aplican simultáneamente las señales de disparo y de puesta a cero de la memoria. Por el contrario, al aplicar sólo la señal de disparo se ilumina el signo más, mientras que al aplicar la señal de puesta a cero se enciende el signo menos. Debe procurarse que las señales no se retiren simultáneamente ya que en tal caso el estado eléctrico de la memoria podría permanecer indeterminado.

En la fig. 22 se muestra un circuito de control para la unidad SID 50 formado por una unidad NOR 51 con dos entradas, A y B. En la tabla de la verdad puede verse que es posible obtener las tres combinaciones de funcionamiento del tubo de visualización. Para el mando de la entrada A se precisan 3 DU y para la entrada B basta con 1 DU.

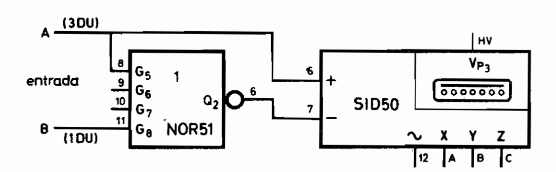


Fig. 22. Visualización de los signos + y − mediante una unidad NOR 51, según la tabla adjunta

A	B	Signo visualizado
1	1	más
0	1	apagado
0	0	menos
1	0	más

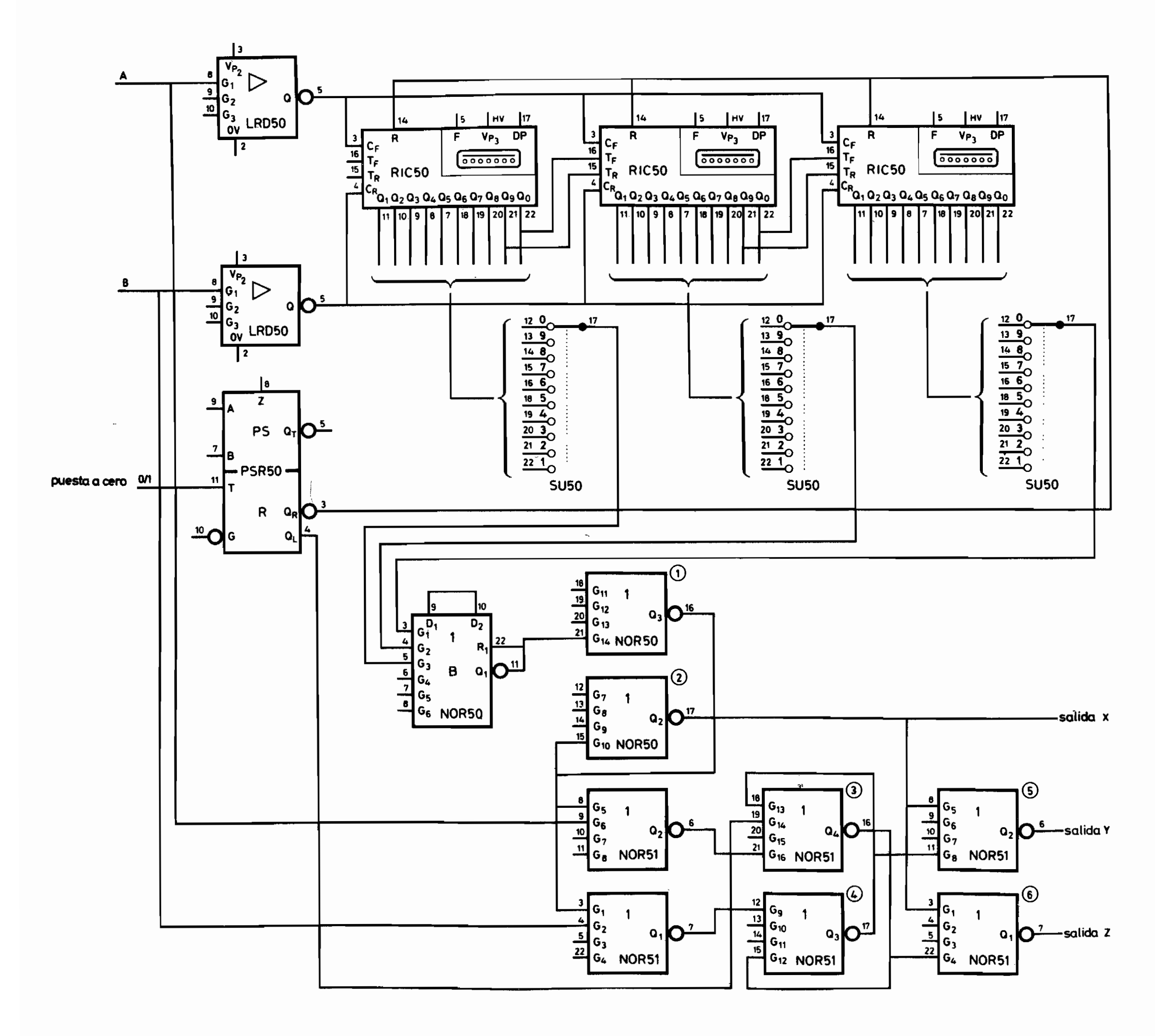


Fig. 23. Detección del estado del cómputo:
Salida X = «1» sólo para números iguales al predeterminado
Salida Y = «1» sólo para números superiores al predeterminado
Salida Z = «1» sólo para números inferiores al predeterminado

APLICACIONES TIPICAS CON LAS UNIDADES RIC 50, MID 50, SID 50

Detección de la posición de un contador

En los contadores bidireccionales a veces es preciso saber si el número contado en un determinado momento es inferior o superior a una cantidad predeterminada. Un circuito adecuado para ese fin es el representado en la fig. 23.

En el momento de aplicar la tensión de alimentación, el sistema debe ser puesto a cero mediante un impulso aplicado al terminal T de la unidad PSR 50: de ese modo la salida Z del NOR (6) pasa a ser «1». Cuando el contador llega al número predeterminado en los conmutadores SU 50, la salida del NOR de adaptación (B) pasa a ser «1» y como resultado la salida del NOR (1) pasa a «0». Por consiguiente, la salida del NOR (2) será «1», mientras que las salidas de los NOR (5) y (6) presentan el nivel lógi-

co «0». Nótese que el circuito memoria formado por los NOR (3) y (4) entrega el nivel «1» a una de las dos entradas de cada uno de los dos NOR (5) y (6), independientemente de la presencia del nivel «0» en la entrada A o en la B. Por ejemplo, si la entrada A (cómputo hacia adelante) se encuentra en «1», para números superiores al prefijado la salida *Y* del NOR (5) es también «1», puesto que en este caso tanto el NOR (2) como el NOR (4) presentan un «0» en su salida. Además, siempre con A = «1» y para números distintos del predeterminado, la salida del NOR (1) es «1»: la salida de la memoria formada por los NOR (3) y (4) permanece invariable respecto a la correspondiente al número predeterminado, toda vez que en ese momento las dos entradas de esta memoria son «0».

Inserción inicial de impulsos de cómputo

En algunas aplicaciones, antes de iniciar el cómputo bidireccional, es preciso introducir en el contador un número predeterminado de impulsos para después sustraer impulsos a partir de ese número. Un circuito adecuado para este fin ha sido representado en la fig. 24.

El número predeterminado de impulsos se aplica a la entrada T_F de la primera década bidireccional RIC 50, mientras que los impulsos a contar se aplican al terminal T_R de dicha década. Vamos a estudiar brevemente el funcionamiento de este circuito.

Los NOR (1) y (2) forman un circuito memoria. Mediante una señal de mando adecuada entra en funcionamiento el oscilador (PSR 50), mientras que las entradas de control C_F permanecen abiertas y las C_R inhibidas. Cuando se alcanza la cantidad prefijada mediante los conmutadores, el NOR de adaptación presenta una salida «1» y excita el circuito memoria, el cual, a su vez, inhibe el oscilador y al mismo tiempo hace que el contador funcione hacia atrás.

En los sistemas de cómputo que utilizan muchas décadas, son posibles dos soluciones para la introducción inicial de impulsos:

— *Primera solución.* Las décadas pueden acoplarse entre sí de modo convencional (fig. 24).

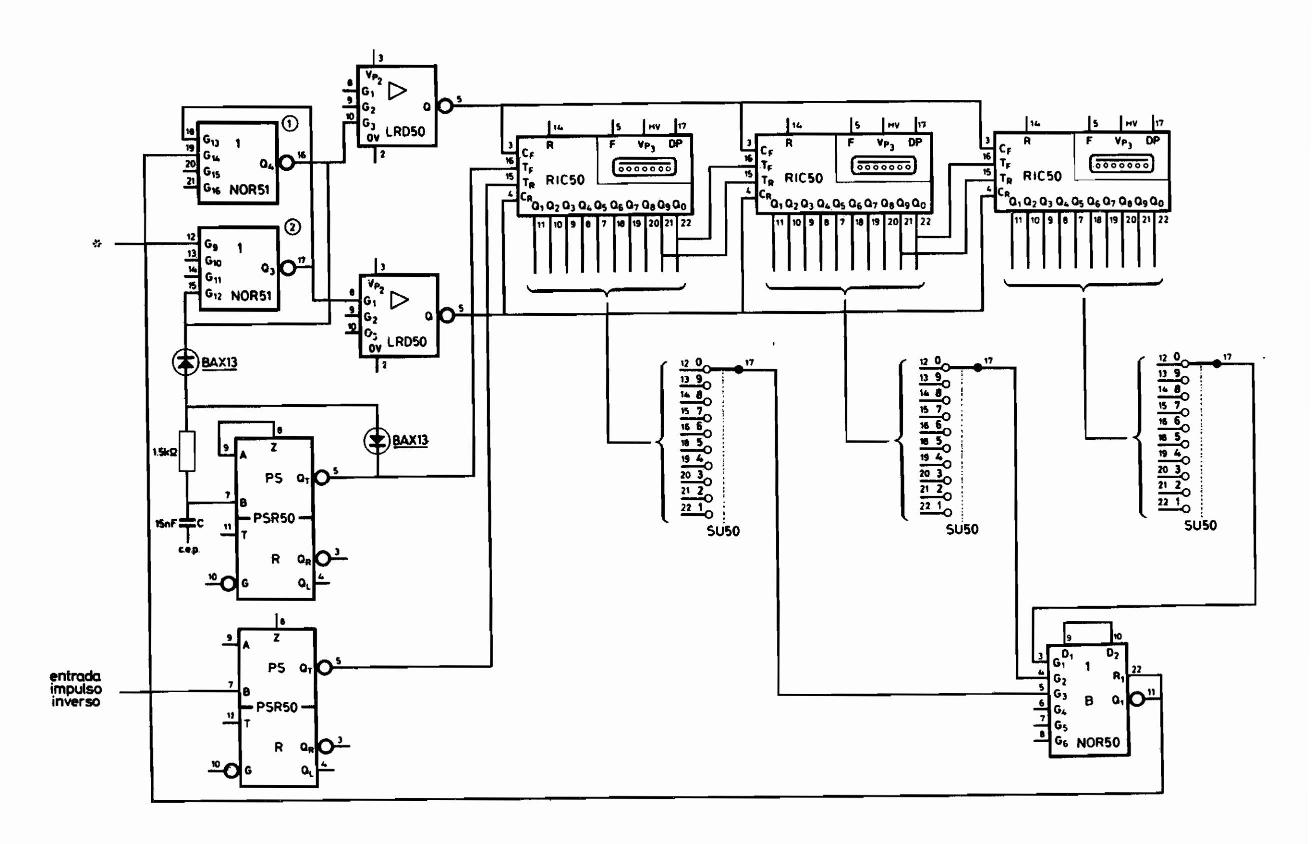


Fig. 24. Circuito para la introducción inicial de un número predeterminado de impulsos antes de iniciarse el cómputo (* = impulso de mando 0/1)

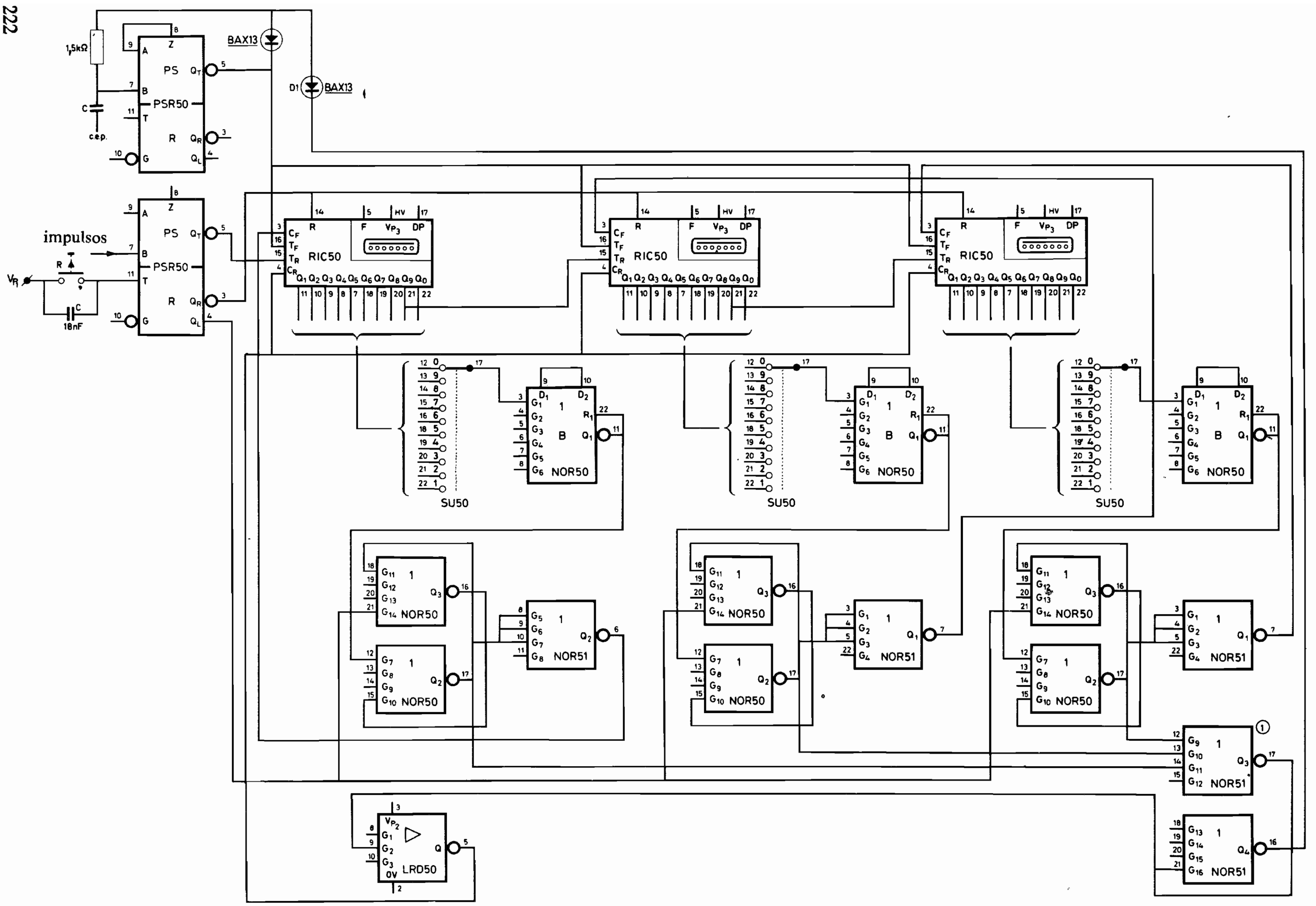


Fig. 25. Circuito para introducción inicial de un número prefijado de impulsos en cada década por separado

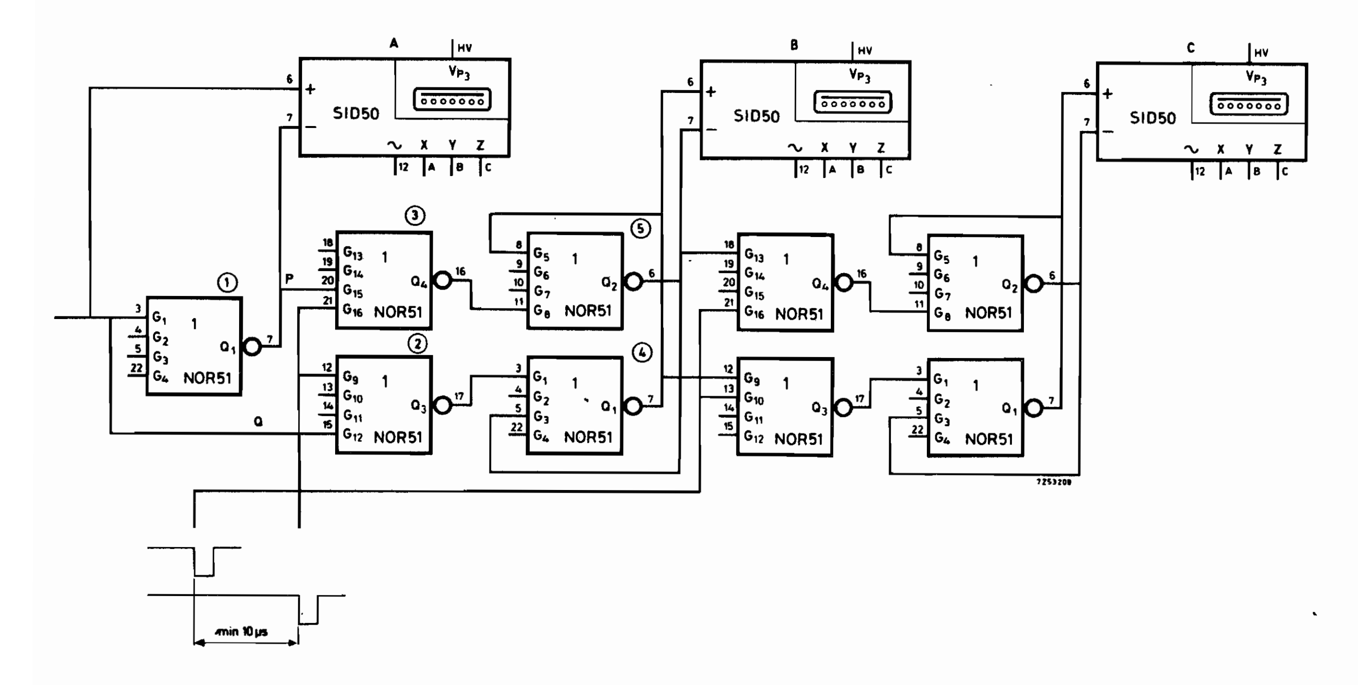


Fig. 26. Circuitos para el desplazamiento de los signos + y −

Esta solución es la más económica, pero en caso de tener que almacenar un número elevado de impulsos iniciales es preciso esperar cierto tiempo; por ejemplo, si el número es 500.000, a una frecuencia de 10 kHz, el tiempo de almacenamiento es de 50 segundos.

— *Segunda solución.* Esta solución prevé la introducción inicial de los impulsos en cada una de las décadas por separado, de modo que el tiempo empleado es, como máximo, diez veces el período del oscilador; por ejemplo, con una frecuencia de 10 kHz, ese tiempo es de 1 ms. La fig. 25 representa el circuito correspondiente a tres décadas bidireccionales. Las memorias de ese circuito se ponen a cero mediante el pulsador *R*, lo que a su vez determina la apertura de las entradas de control C_F y la inhibición de las entradas C_R. Además, al oprimir el pulsador *R*, el oscilador formado por la unidad PSR 50 empieza a oscilar, por efecto del nivel «1» aplicado al diodo *D1*. Los impulsos del oscilador se aplican así a las entradas T_F de cada década RIC 50 hasta que se alcanza el número prefijado para cada una. En este momento entra en funcionamiento la memoria correspondiente y se inhibe la entrada de control C_F de dicha década. Cuando las tres memorias asociadas a las tres décadas entran en función, todas las entradas del NOR (1) son «0» y, por tanto, las entradas C_R quedan al nivel «0», con lo que pueden ya aplicarse al contador los impulsos de cómputo propiamente dichos, los cuales se restarán de la cifra introducida inicialmente. El oscilador de la fig. 25 puede controlar hasta seis décadas. Para obtener el circuito NOR (1) con un número de entradas mayor que 4, como conviene en el caso de utilizarse más de cuatro décadas RIC 50, véase el párrafo «Extensión de las entradas de las unidades NOR».

Desplazamiento de los signos más y menos

Si se utiliza la unidad de memoria MID 50 para realizar un registro de desplazamiento, como muestra la fig. 16, puede ser necesario desplazar, en sincronismo con la información, el signo que corresponde a ésta.

La fig. 26 muestra un circuito adecuado para este fin, cuyo funcionamiento describimos a continuación. Supongamos que se aplique el nivel «1» a la entrada del NOR (1); en este caso, en la unidad SID 50 (A) se visualiza el signo más. Al aplicar la señal de mando o de desplazamiento, las dos entradas del NOR (3) pasan a «0», con lo que se enciende el signo más en la unidad SID 50 (B). De manera análoga puede

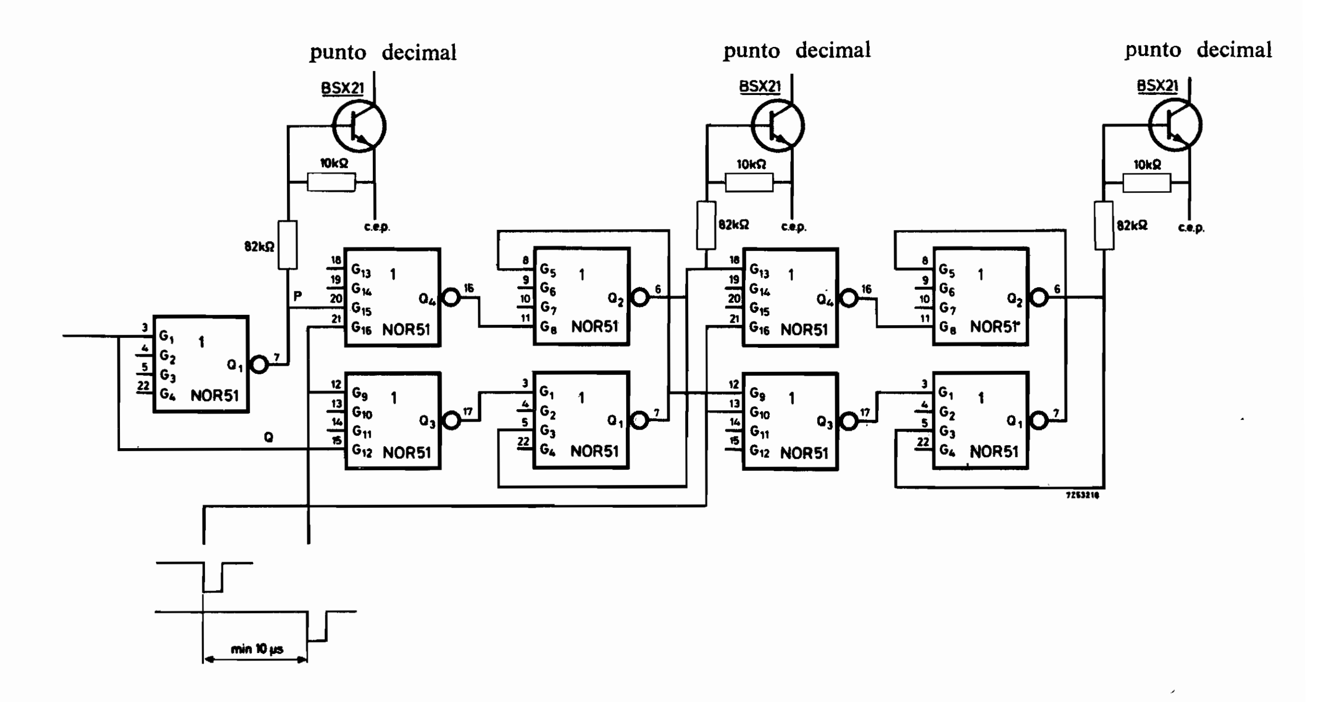


Fig. 27. Circuito para desplazamiento del punto decimal

transferirse el signo de la unidad SID 50 (B) a la unidad SID 50 (C); naturalmente el estado de la memoria asociada a esta última unidad viene determinado por las señales procedentes de los NOR (4) y (5). En este registro se deben utilizar impulsos de desplazamiento convenientemente intercalados, como representa la fig. 26, los cuales pueden obtenerse, por ejemplo, con ayuda del circuito de la fig. 17.

Desplazamiento del punto decimal

El desplazamiento del punto decimal puede realizarse de forma similar a la utilizada para el desplazamiento de los signos más y menos; el circuito que puede emplearse es el representado en la fig. 27. Al igual que en la fig. 26, las entradas *P* y *Q* controlan la memoria correspondiente.

Cómputo automático de rotaciones bidireccionales

A menudo es preciso realizar sistemas capaces de contar el número de pasos de un objeto por un punto determinado (por ejemplo, una banderita unida a un eje giratorio) y detectar al propio tiempo el sentido de giro. En la fig. 28 se muestra un esquema de bloques de un circuito que detecta el número total de revoluciones de un eje giratorio deducido como diferencia entre el número total de revoluciones en un sentido y el total en sentido opuesto; si se desea además conocer en todo momento también el sentido de rotación, puede utilizarse el circuito que muestra la fig. 28b, con el circuito indicador de signo SID 50.

En los circuitos de bloques de las figs. 28a y 28b se utilizan como dispositivos de entrada dos transductores VSO. Esta unidad, formada por un oscilador seguido de un diodo rectificador, pertenece a una serie normalizada de dispositivos de entrada. Su salida pasa de un cierto nivel de señal (nivel «1») a otro (nivel «0») cuando se introduce en su ranura un objeto metálico. La unidad VSO puede ser utilizada también para el recuento de pequeños objetos, control de continuidad de materiales metálicos, como final de carrera para posicionamiento lineal o angular, etc. La frecuencia máxima de detección es de 1 kHz.

— *Circuito discriminador de dirección:* En la figura 29 se ha representado la forma de la banderita metálica que se debe fijar en el eje giratorio y la posición de las dos unidades VSO (A y B), de forma que las tensiones de salida de estas estén desfasadas en 90°. Las señales obtenidas de los dos VSO se introducen en la unidad formadora de impulsos y de puesta a cero PSR 50 (3), según el circuito de la figura 30a, el cual representa el circuito detallado

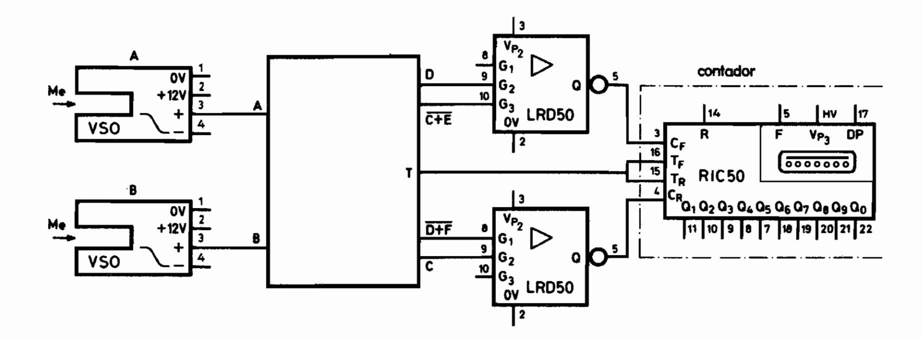


Fig. 28a. Contador de revoluciones

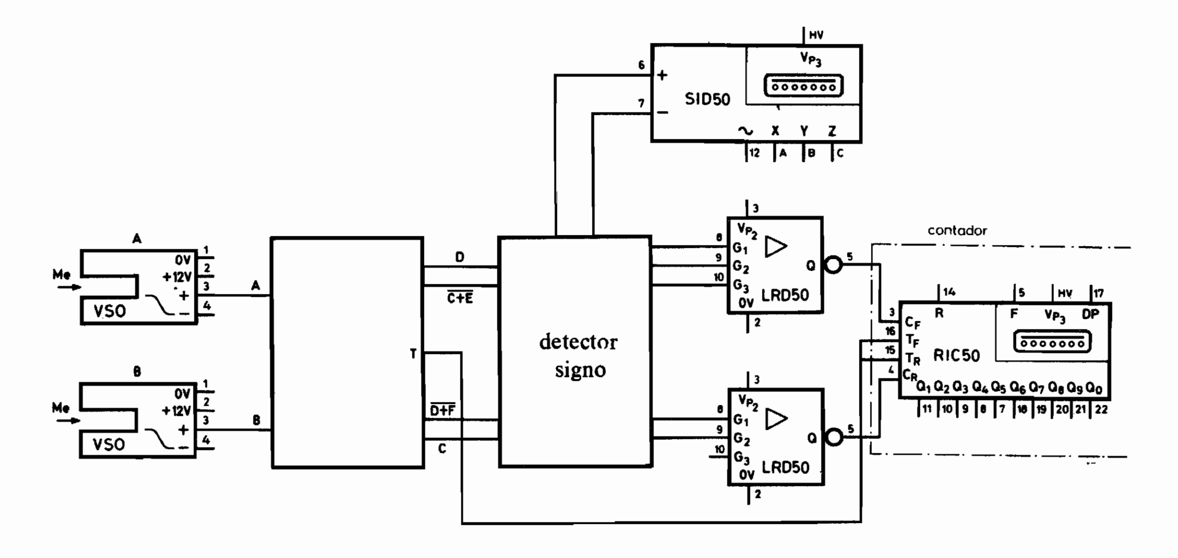


Fig. 28b. Contador de revoluciones con detección del sentido de rotación

correspondiente a los esquemas de bloque que se muestran en las figs. 28a y 28b. Como puede observarse en la fig. 30a, los impulsos obtenidos del VSO (A) pueden controlar la entrada (formada por los terminales T_F y T_R unidos) de la unidad RIC 50 sólo cuando la banderita metálica no se encuentra en la muesca del VSO (B); en otras palabras, cuando el nivel lógico de B es «1». En efecto, si se tiene en cuenta que una entrada del NOR (D) está unida a A, y otra a $\overline{A}$ a través del circuito de retardo formado por *R1* y *C1*, resulta que la salida de este NOR presenta un impulso si A varía de «1» a «0» y si $\overline{B} = 0$. Lo mismo sucede con la salida del NOR (C) cuando A varía de «0» a «1», siendo $\overline{B} = 0$. Así, la salida T de la unidad PSR 50 (3) genera un impulso para cada variación de nivel de A siempre que $\overline{B} = 0$.

En las figs. 28a y 30a se puede observar también que dos entradas de cada una de las unidades

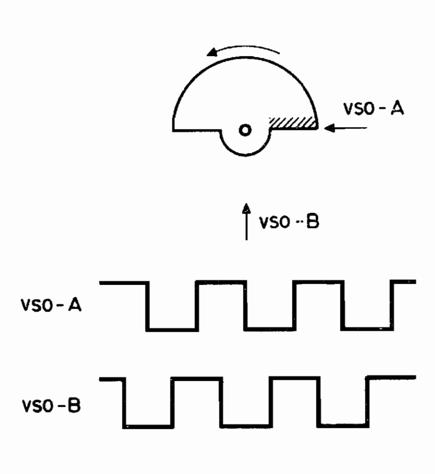


Fig. 29. Disposición de los dos VSO (A y B) y diagramas de las tensiones de salida

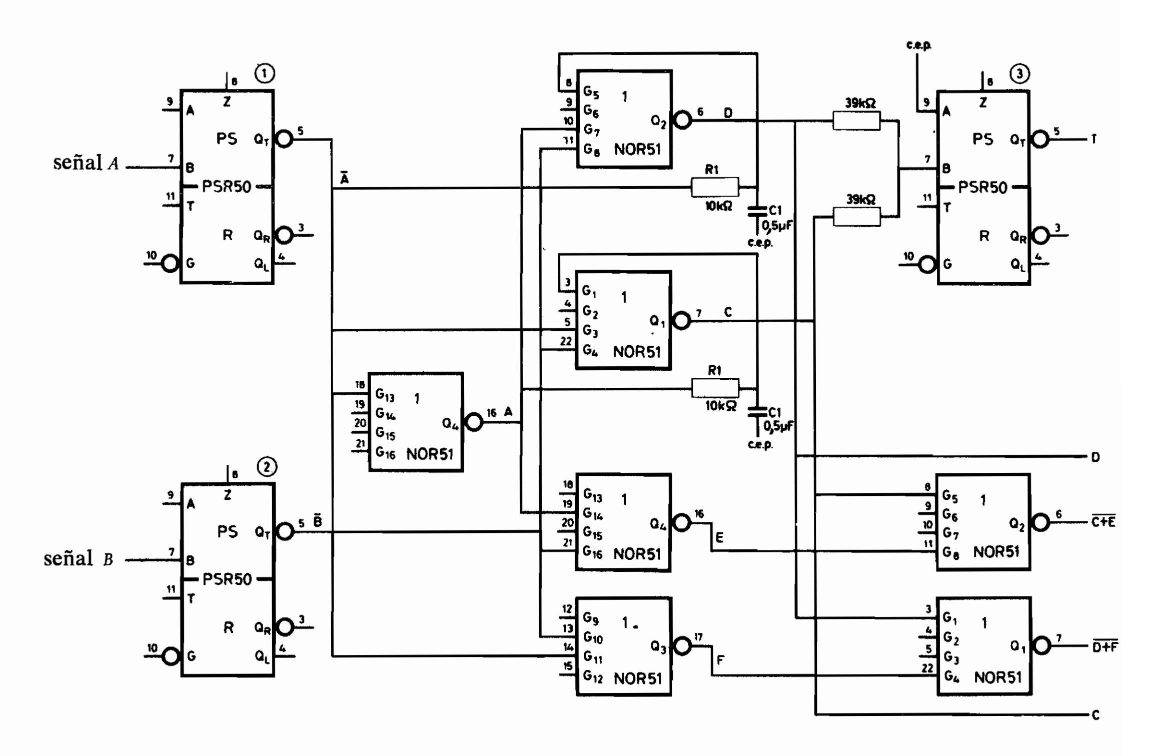


Fig. 30a. Circuito detector del sentido de rotación

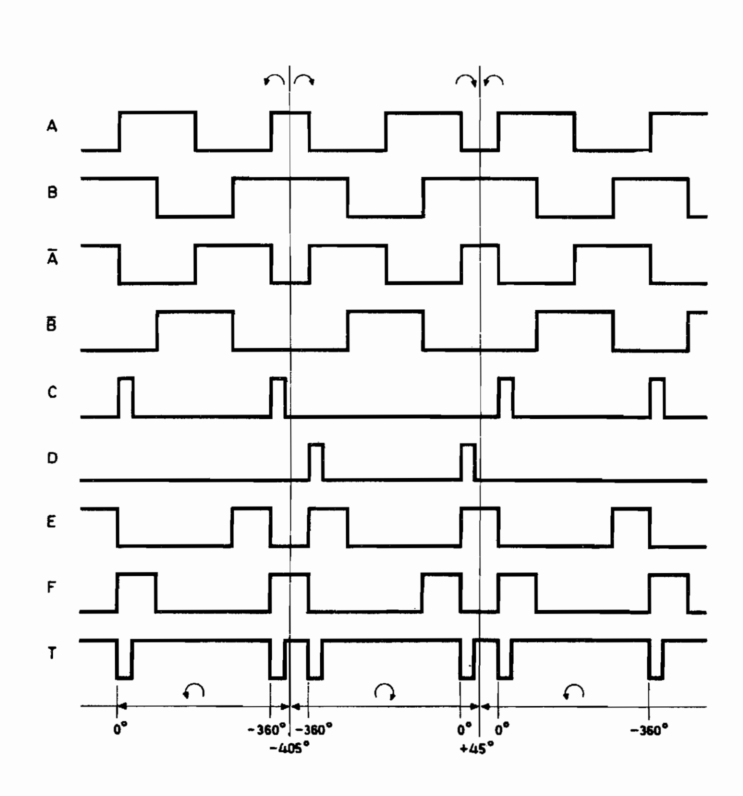


Fig. 30b. Diagrama de las señales correspondientes a las distintas salidas del circuito de la fig. 30a

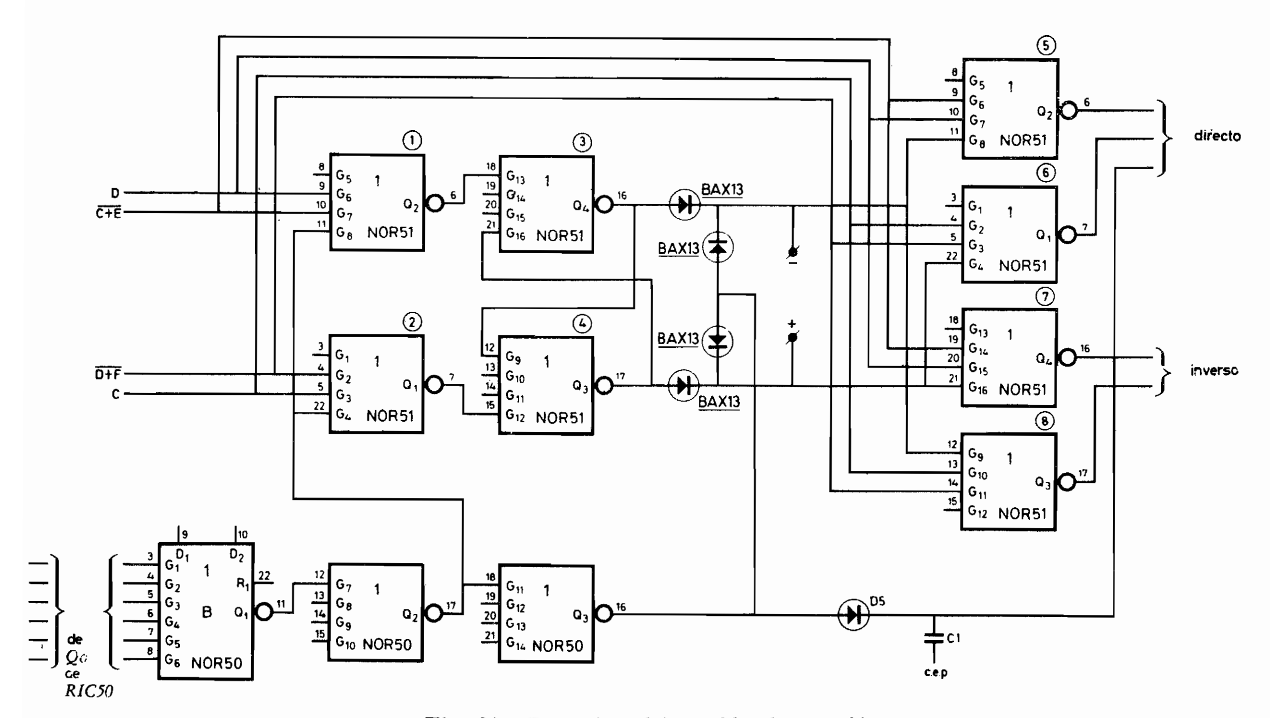


Fig. 31. Detección del sentido de rotación

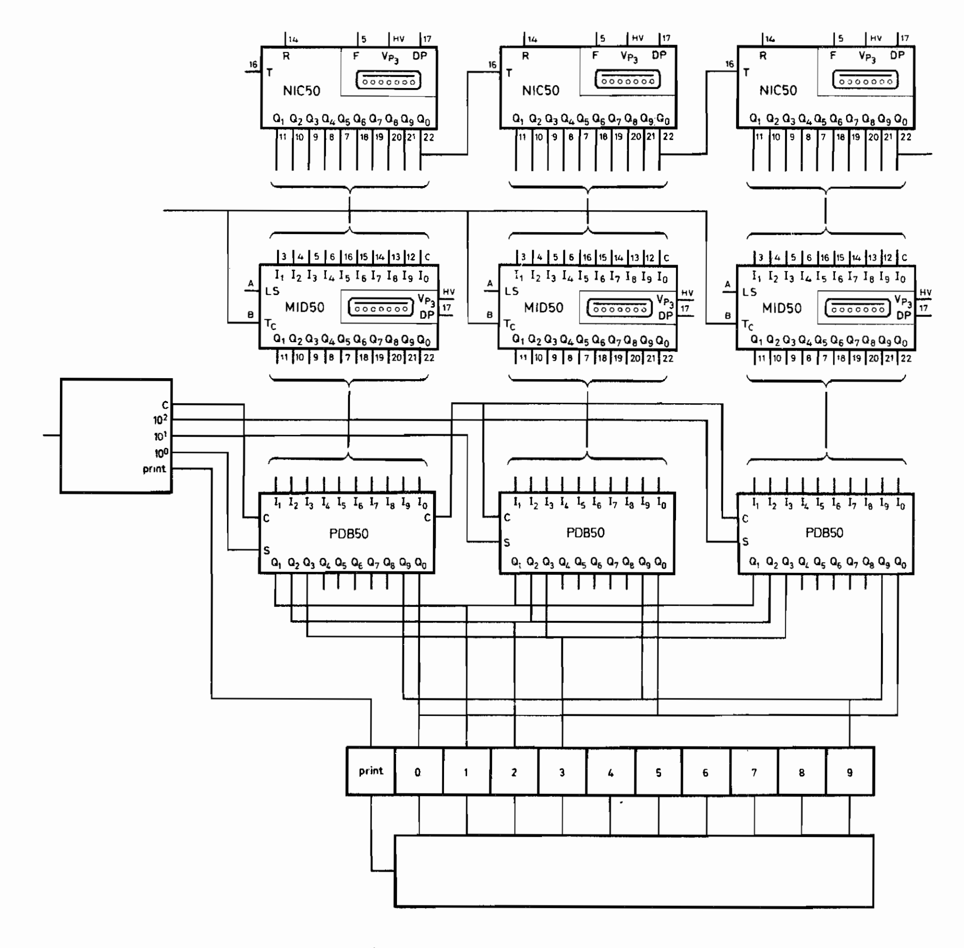


Fig. 32. Control de una impresora mediante un circuito de tres décadas

LRD 50 que controlan el sentido de cómputo, están unidas a D y $\overline{C + E}$ para la que controla el cómputo hacia adelante, y a C y $\overline{D + F}$ para la que controla el cómputo hacia atrás.

Nótese que los impulsos que proporciona la unidad PSR 50 (3) tienen una duración que depende de la de los impulsos de entrada y de las redes RC utilizados con los NOR D y C.

— *Indicación visual del sentido de rotación:* En la fig. 31 se muestra un circuito adecuado que corresponde al esquema de bloques de la fig. 28b. La detección de la conducción cero en los tubos indicadores de las décadas RIC 50 se realiza mediante una unidad 3NOR50. Conectando todas las salidas Q_0 de las décadas RIC 50 del contador a las entradas del NOR (B) de adaptación, cuando el estado de todas las décadas correspondan al número cero, todas las entradas del NOR (B) serán «0» y su salida, por tanto, será «1». Como que las dos entradas que corresponden a los signos + y — quedan al nivel «1», la unidad SID 50 permanecerá apagada. Al propio tiempo se aplica la señal «1» al diodo D5 a través del NOR 50 al que está conectado: con ello en el caso de que el contador abandone la posición cero, se consigue mantener durante algunos microsegundos, precisamente a través del diodo D5 y el condensador *C1*, la condición de cómputo hacia adelante, con el fin de evitar funcionamientos defectuosos del circuito. Mientras tanto se detecta el sentido de rotación y la información correspondiente se transmite a los NOR (3) y (4), a través de los NOR (1) y (2); después se ilumina el signo + o —, según proceda. Cuando el contador contiene una información positiva y se invierte el sentido de cómputo para contar hacia atrás, el signo de la información debe permanecer positivo hasta alcanzar la posición cero, en cuyo momento se pone a cero la memoria de la fig. 31 y el signo cambia si prosigue el cómputo en el mismo sentido. Todo ello se realiza mediante los NOR (5), (6), (7) y (8).

Control de impresoras

A menudo es necesario imprimir en determinado momento la información contenida en el contador. La fig. 32 muestra un circuito contador de tres décadas capaz de controlar una impresora como las Addo-X, Victor o similares. Con el circuito mencionado el mayor número que se puede imprimir es el 999.

Consideramos un número cualquiera comprendido entre 0 y 999, por ejemplo el 461, y estudiemos como se realiza la impresión del mismo. Nótese que la impresora funciona por acción de una palanca con una cifra del 0 al 9, activada por un relé, y también gracias al movimiento del carro que contiene el papel que debe imprimirse.

Cuando han llegado a 461 impulsos a la entrada de la primera década NIC 50 (eventualmente RIC 50), este número transfiere a las unidades MID 50, las cuales constituyen, como ya se ha visto, una memoria de separación. Este proceso resulta necesario en general puesto que la operación de impresión puede necesitar hasta 100 ms por cifra y durante este período el número detectado por el contador puede ser superior a 461. Sin embargo, si la frecuencia de cómputo es bastante pequeña o bien cuando es posible inhibir el cómputo durante un tiempo suficiente para permitir la impresión, las salidas de las unidades NIC 50/RIC 50 pueden ser conectadas directamente a las entradas de los circuitos de control de la impresora. Estos últimos circuitos resultan indispensables, dado que las cifras deben imprimirse de modo secuencial y generalmente desde la de orden más elevado hasta la de orden más pequeño; en el ejemplo propuesto se imprimirá en primer lugar la cifra 4, luego la cifra 6 y por fin la cifra 1, mediante los impulsos de exploración correspondientes que proporciona el circuito secuenciador. Una orden de escritura suministrada a la impresora por este último circuito, permite a aquélla almacenar cualquier cifra que se presente a la salida (ya predispuesta para la escritura) de los circuitos de control de la impresora. Para controlar la impresora pueden utilizarse las unidades PDU 50A y PDU 50B, tal como muestra el esquema de bloques de la fig. 32 y los circuitos detallados de las figs. 33 y 34, respectivamente.

A continuación se describe brevemente el funcionamiento del circuito representado en la fig. 33. Puesto que las entradas I_0 — I_9 de este circuito están unidas a las salidas Q_0 — Q_9 respectivamente de la correspondiente unidad MID 50 (o NIC 50 o RIC 50), dichas entradas se encuentran al nivel «1» excepto una sola (la que corresponde al número propuesto), la cual se encuentra al nivel «0».

En la unidad PDU 50B (fig. 34), cuando están presentes (a nivel «0») el impulso de reloj C y el impulso de exploración S_i $(i = 1, 2, 3, \ldots, n)$, los dos transistores controlados por esos impulsos se hallan en estado conductor y, por tanto, los emisores de los diez transistores del circuito PDU 50A están a un potencial positivo. Entonces, de entre estos diez transistores, aquél a cuya base se aplique el nivel «0» se hará conductor y determinará la excitación del correspondiente amplificador de control.

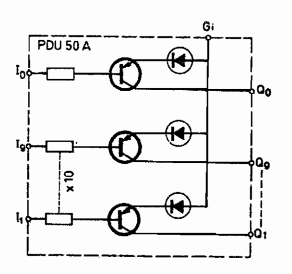


Fig. 33. Circuito de la unidad PDU 50A

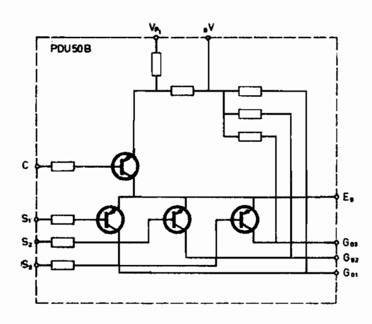


Fig. 34. Circuito de la unidad PDU 50B

Puesto que el impulso de exploración se envía secuencial y sucesivamente a las distintas unidades PDU 50A, es posible reunir las salidas de dichos circuitos sin que exista peligro de fenómenos regenerativos de señales.

Nótese, además, que el circuito de control PDU 50B proporciona impulsos de salida para tres unidades PDU 50A y, por tanto, es suficiente una sola unidad PDU 50B cuando la cantidad que se deba imprimir no tenga más de tres cifras. Si el número a imprimir tiene más de tres cifras, pueden conectarse en paralelo dos unidades PDU 50B haciendo uso de los terminales E_g.

En las figs. 35a y 35b se muestra el circuito de exploración o secuenciador y los diagramas (en función de tiempo) de las señales proporcionadas por dicho circuito, al aplicar a su entrada un impulso de exploración (también representado en función del tiempo). El impulso de mando del circuito de exploración (duración mínima: 100 microsegundos) pone a cero el circuito memoria y permite que el generador de onda cuadrada, formado con unidades NOR 51, empiece a oscilar. En correspondencia con el frente positivo del impulso de mando del circuito de exploración, se pone a cero la década NIC 50, mientras que al producirse el frente negativo se pone en funcionamiento el oscilador. Con ello se envían

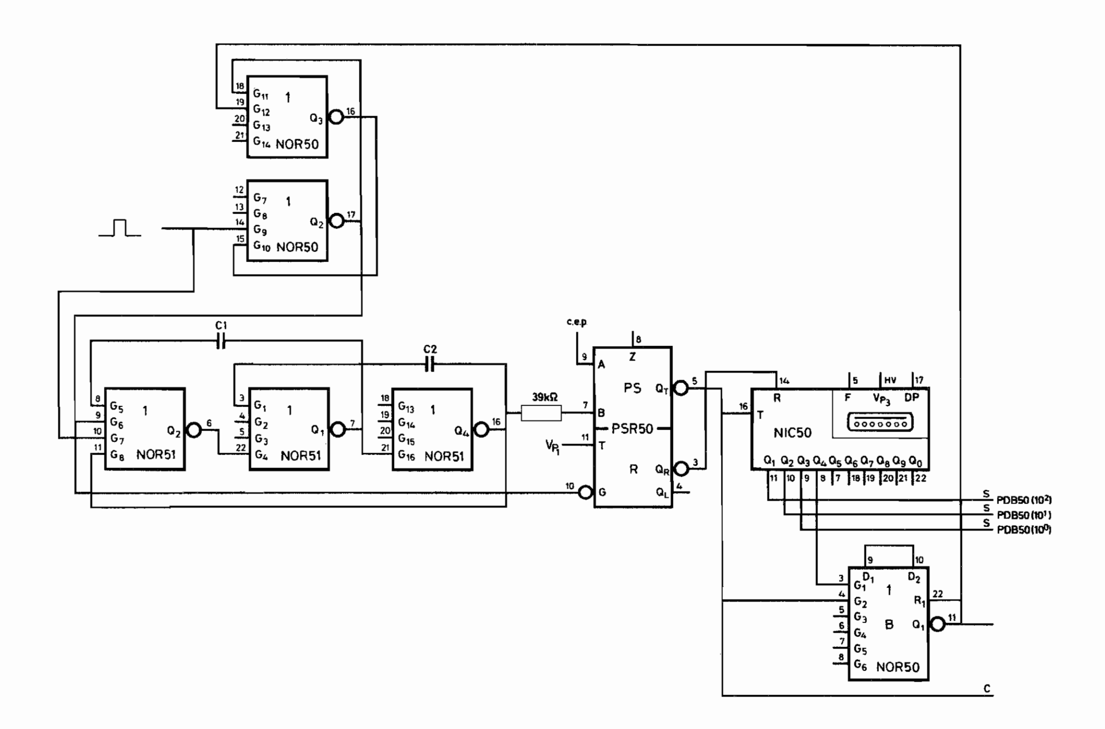


Fig. 35a. Circuito de exploración

a los circuitos de mando de la impresora los impulsos secuenciales de control junto con los impulsos de reloj. Una de las entradas del NOR (B) de adaptación está unida a la salida (Q_4) de la década NIC 50; de este modo al producirse el impulso de mando de la impresora se actúa simultáneamente

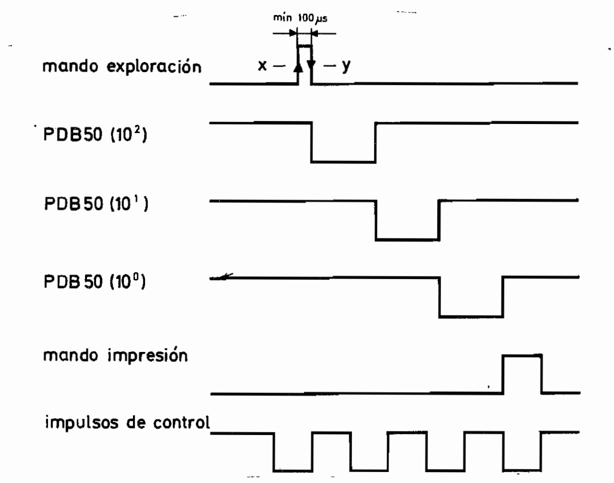


Fig. 35b. Diagrama de las señales del circuito de exploración (x = puesta a cero; y = arranque del oscilador).

sobre la memoria, la cual, a su vez, inhibe el circuito oscilador. De esta forma la información deseada se imprime de manera secuencial, partiendo, como ya se ha dicho, desde la cifra de orden más elevado a la de orden más pequeño.

En el caso que la potencia exigida a los amplificadores de salida sea superior a 9 W, que es la que puede suministrar la unidad LRD 50, pueden utilizarse los amplificadores PA 60, pertenecientes a la serie de relés estáticos NORBIT-2 y cuya salida puede proporcionar hasta 1 A a 30 V.

Control de perforadoras

Para el control y mando de perforadoras de cinta según la información contenida en el contador, puede procederse de forma similar a la utilizada para las impresoras, teniendo presente que la mayor parte de las máquinas perforadoras precisan una información decimal en código binario. En la fig. 36 se muestra un circuito que convierte las salidas decimales de la unidad PDU 50A en la forma decimal co-

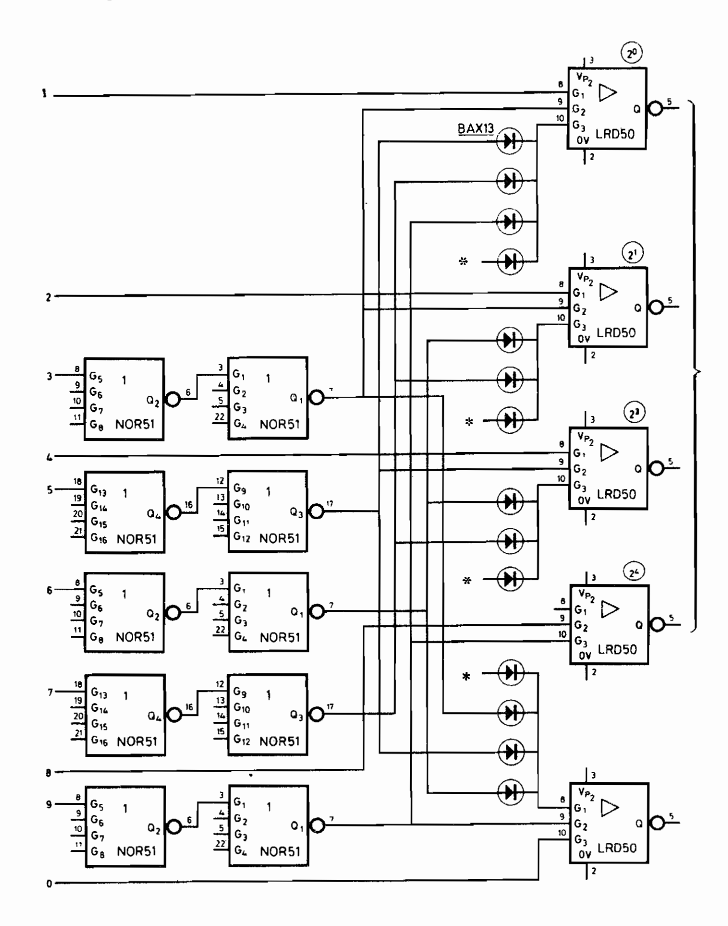


Fig. 36. Control de una máquina perforadora de cinta (* = entradas adicionales. Las entradas 0-9 se toman de la unidad PDU 50A).

dificada en binario. Esas salidas así codificadas se envían después a las perforadoras a través de los amplificadores LRD 50. Nótese que en el circuito que se considera se ha incluido un control de paridad. Las perforaciones en la cinta que corresponden a las distintas cifras se realizan de forma secuencial. En el circuito de la fig. 36 se han utilizado diodos BAX 13 para aumentar el número de entradas de las unidades LRD 50.

Fig. 37. Circuito para la medida de frecuencia

MEDIDA DE FRECUENCIA

Un circuito para medir la frecuencia puede ser realizado según el esquema de la fig. 37. Los impulsos de 50 Hz se envían a un contador de dos décadas; cuando el número de impulsos contados llega a 50 (o sea, cuando el tiempo transcurrido es de un segundo), el NOR de adaptación *A* controla un circuito memoria, el cual, a su vez, inhibe los impulsos de entrada al contador de tres décadas. Así este último deja de contar después de haber transcurrido exactamente un segundo y la lectura directa de su indicación da la frecuencia de la señal en examen.

Cuando el número de los impulsos aplicados al contador de dos décadas es exactamente igual a 51, la salida del NOR de adaptación *B* pasa del nivel «0» al nivel «1» y al propio tiempo genera un impulso para transferir y memorizar en las unidades MID 50 la información numérica (frecuencia) indicada por el contador de tres décadas.

Cuando se llega al número 52 por parte del contador de dos décadas, el NOR de adaptación *C* pone a cero ambos contadores, así como el circuito memoria asociado con el NOR de adaptación *A*. Por lo tanto, resulta ahora posible enviar nuevamente, a través de la unidad PSR 50 (2), la señal cuya frecuencia se trata de determinar al contador de tres décadas y el ciclo se repite tal como se ha descrito. Las unidades MID 50 memorizan y visualizan cada indicación del contador para un período de tiempo igual a un segundo.

CIRCUITOS ADICIONALES Y TABLA DE CARGA

En este apartado se estudian algunos circuitos de uso frecuente, como son los temporizadores con tiempos de retardo relativamente pequeños, generadores de impulsos, etc. Además, se presenta y explica la tabla de carga mediante algunas aplicaciones a circuito prácticos.

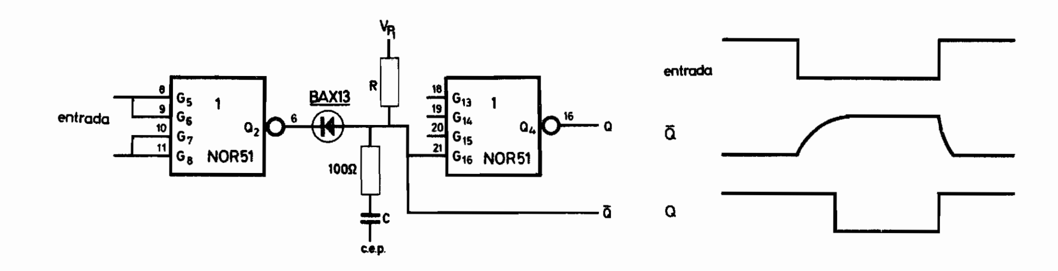


Fig. 38. Circuito y diagramas de un temporizador para señales que varían de «1» a «0»

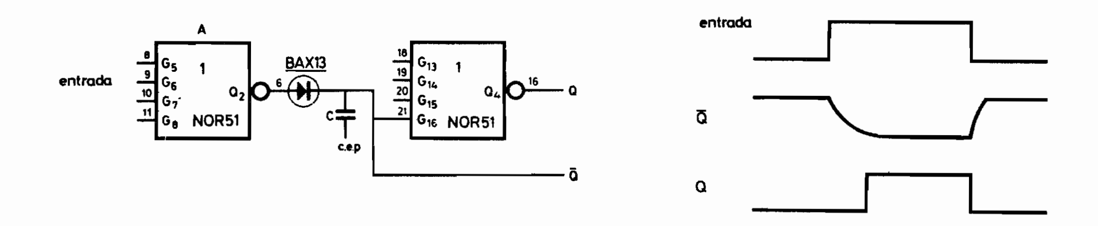


Fig. 39. Circuito y diagramas de un temporizador para señales que varían de «0» a «1»

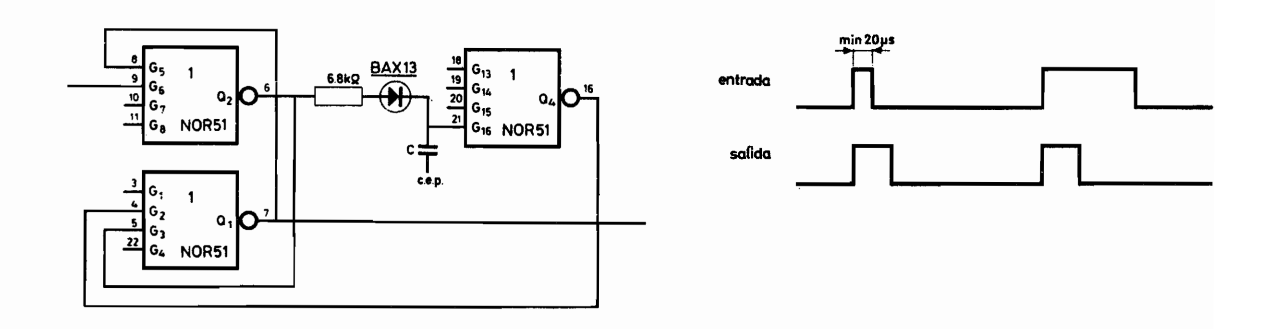


Fig. 40. Circuito y diagramas de un multivibrador monoestable para obtener señales de corta duración

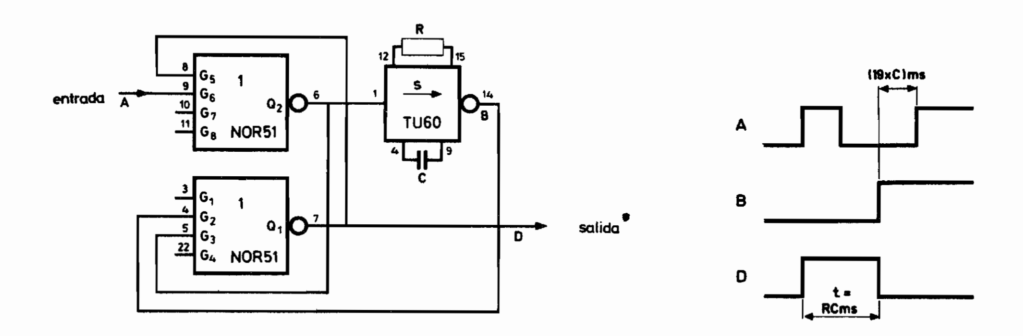


Fig. 41. Circuito y diagramas de un multivibrador monoestable para obtener señales de larga duración

Circuitos para tiempos de retardo pequeños

En la fig. 38 se muestra el circuito y el diagrama de señales en la entrada y en la salida de un circuito de retardo cuando su entrada pasa del nivel «1» al nivel «0». Haciendo $R = 15$ kilohmios, el tiempo de retardo que se puede obtener varía de 2 a 20 ms al variar C entre 1 y 10 microfaradios. La cargabilidad de la salida $\overline{Q}$ es de 2 DU. Si se desea retardar señales que varíen de «0» a «1», puede utilizarse el circuito que se ha representado en la fig. 39 junto con sus diagramas correspondientes.

En el momento de aplicar la señal de entrada, la salida del NOR A pasa al nivel «0», y por tanto, el diodo BAX 13 queda bloqueado. El condensador C se descarga en las unidades controladas. El tiempo de retardo depende así de la carga existente en la salida $\overline{Q}$. Los valores típicos de retardo son de 15 a 150 ms para variaciones de C entre 0,1 y 1 microfaradio y con una carga en Q equivalente a 1 DU.

Circuitos monostables acoplados en c.c.

El circuito representado en la fig. 40 incluye un circuito memoria que se pone a cero automáticamente después de un cierto tiempo de retardo, el cual es función del valor del condensador C. Este retardo es independiente de la duración del impulso de entrada y varía entre 15 y 150 ms para variaciones de C entre 0,1 y 1 microfaradio.

Cuando sean necesarias señales de mayor duración, puede utilizarse el circuito de la fig. 41, en la cual se emplea una unidad TU 60 (de la serie NORBIT-2) como circuito de puesta a cero automática. La duración *(t)* del impulso de salida *(D)* viene dado por la siguiente expresión:

$$t = R \cdot C$$

expresando t en segundos, R en megohmios y C en microfaradios. El valor de R debe estar comprendido entre 100 kilohmios y 1 megohmio; con respecto al condensador, debe utilizarse uno con corriente de fuga reducida (menor que 2 microamperios), como los de poliéster o policarbonato, evitando el empleo de condensadores electrolíticos. El tiempo que transcurre entre el frente de caída de la señal de salida y el frente de subida de la señal de entrada siguiente, debe ser por lo menos de 19.C ms (C en microfaradios) a causa del tiempo de recuperación del temporizador TU 60. El tiempo de retardo máximo obtenible depende de la corriente de fuga del condensador.

Ampliación de las entradas de las unidades NOR

La unidad lógica NOR se caracteriza por poseer cuatro entradas, generalmente suficientes para la mayoría de las aplicaciones. Sin embargo, cuando se deba utilizar NOR con un mayor número de entradas, puede utilizarse el circuito representado en la fig. 42, en el que se han añadido exteriormente seis diodos para cada una de las cuatro entradas del NOR. No es posible ampliar este número de diodos, ya que la corriente inversa de éstos podría sobrecargar las unidades de control.

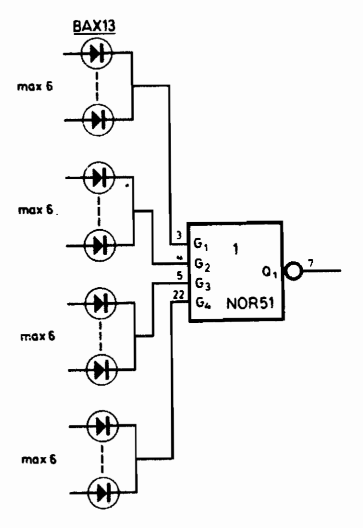


Fig. 42. Ampliación de las entradas de las unidades NOR

Generador de impulsos

Puede obtenerse un generador de impulsos mediante el circuito que se muestra en la fig. 43. Para que la duración del impulso y del intervalo sean iguales, deben serlo también los condensadores $C1$ y $C2$. La frecuencia es aproximadamente igual a $5/C$ (en donde, $C = C1 = C2$, en microfaradios), pero depende también de la carga impuesta a la salida y de la tensión de alimentación.

En particular, a un aumento de la carga corresponde un aumento de frecuencia, mientras que al aumentar la tensión de alimentación disminuye la frecuencia.

Nótese que si A está al nivel «1» y B al nivel «0», la salida permanece en el nivel «1», pero si B es un «1», la salida permanece en el estado «0». Es importante destacar que el circuito oscila automáticamente al aplicar la tensión de alimentación.

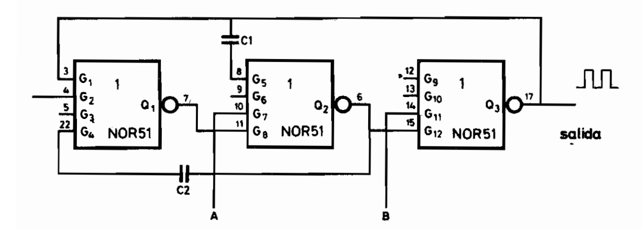


Fig. 43. Circuito de un generador de impulsos.

Memorización de la información por corte accidental de la tensión de red

Si tiene lugar un corte accidental y temporal de suministro eléctrico, es necesario seguir almacenando la información en el contador durante la falta de tensión de red.

Para ello puede utilizarse la unidad de alimentación PSU 50 modifica según se indica en el circuito de la fig. 44 (trazo grueso) entre los puntos *A*, *B* y *C*. Además de un resistor de 820 ohmios, dos diodos BYX 10 y un interruptor *S*, se han añadido 25 acumuladores de Ni-Cd con una capacidad de 1 Ah, los cuales se cargan en presencia de la tensión de red y mantienen la tensión de salida a 24 V en caso de un corte de corriente. Como es natural, para almacenar la información en tal circunstancia no es necesario disponer también de los 250 V de los tubos indicadores. El interruptor *S*, normalmente cerrado durante el funcionamiento del aparato, sirve para desconectar los acumuladores y evitar así su descarga inútil cuando se desconecta voluntariamente la tensión de red.

Filtro de red MF 0,5 A

Este filtro (ver fig. 45) sirve para eliminar las interferencias que pueden llegar al equipo a través de la red y determinar así un funcionamiento defectuoso del circuito. La corriente máxima prevista es de 0,5 A y la mínima atenuación es de 50 dB entre 100 kHz y 10 MHz.

Divisor de frecuencia variable DCD 50

Con esta unidad se puede realizar una década sin indicación visual según el código 1248 capaz para el mando de hasta seis programas de predeterminación. Además, realizando las adecuadas interconexiones de sus terminales, se puede obtener un circuito divisor de frecuencia por los factores 2, 3, 4, 5, 6, 8, 12 y 16.

La unidad DCD 50 se presenta en una caja idéntica a la de las unidades auxiliares de la serie 50, puede ser alimentada a 24 V ± 25 %, y, por tanto, resulta plenamente compatible con la serie NOR-BIT-2.

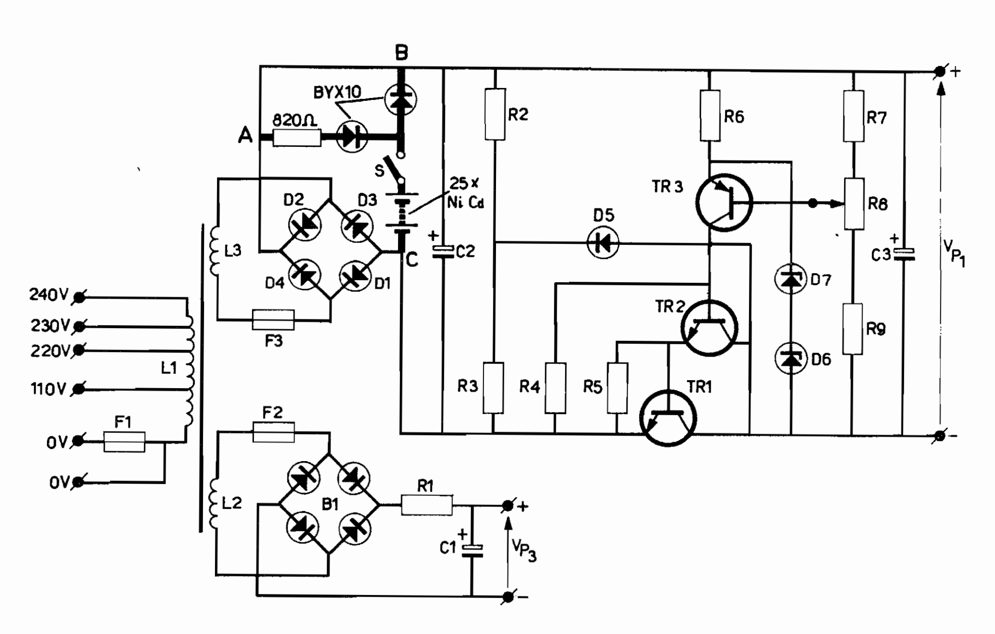


Fig. 44. Circuito de la unidad de alimentación PSU 50 modificado para suministrar 24 V en caso de corte accidental de tensión de la red

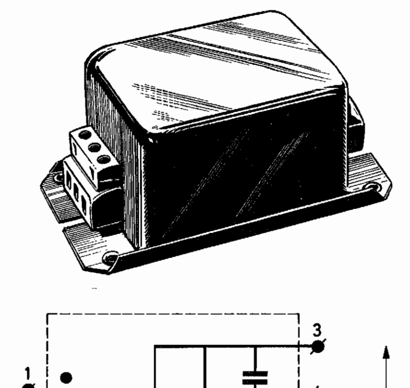
Unidades para control de impresoras PDU 50A y PDU 50B

Además de indicar visualmente el número contado, a menudo es también necesario imprimir dicha cantidad. Para ello se pueden utilizar estas dos unidades, las cuales se presentan en el mismo tipo de caja que las unidades auxiliares de la serie 50.

En esencia, las unidades PDU 50A y PDU 50B funcionan como circuitos puerta que permiten el paso secuencial de información de la unidad MID 50 (o bien NIC 50/RIC 50) hacia una impresora.

La unidad PDU 50A presenta diez entradas cuyas características son compatibles con las diez salidas correspondientes de la unidad MID 50, a las que pueden conectarse así directamente. Si la frecuencia de cómputo es suficientemente baja y no es necesario memorización antes de imprimir, estas diez entradas pueden unirse directamente a las diez salidas correspondientes de la unidad NIC 50 y RIC 50. Las diez salidas de la unidad PDU 50A se conectan a sendas entradas de los diez amplificadores de control (LRD 50 o bien PA 60) de la impresora.

La unidad PDU 50B está formada por tres transistores de exploración de señal, los cuales controlan tres unidades PDU 50A (unidades, decenas y centenas), y por un cuarto transistor que funciona como puerta para la señal de reloj.



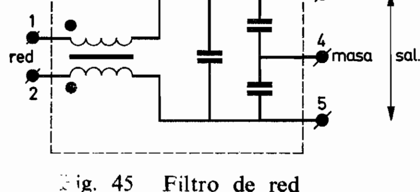


Fig. 45 Filtro de red

Unidad accesoria ECA 50

Esta unidad es una caja de plástico idéntica a la de las unidades auxiliares, la cual contiene una placa de circuito impreso con la correspondiente placa de terminales de salida para asegurar el cierre posterior de la propia caja. El objeto de esta unidad accesoria es el poder alojar en una caja normalizada de la serie 50 componentes o circuitos adicionales que eventualmente pudieran ser necesarios.

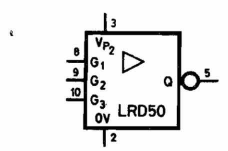


Fig. 46. Símbolo de la unidad LRD 50

Unidades amplificadoras para etapas de salida

La unidad amplificadora de la serie 50 es la LRD 50, cuyas principales características son:

— carga en la entrada: 1 DU
— carga disponible en la salida: hasta 300 mA a 30 V.

El símbolo de la unidad LRD 50 se muestra en la fig. 46. Si esta unidad resultase insuficiente, puede recurrirse a la unidad PA 60 (de la serie NORBIT-2), cuyas principales características son:

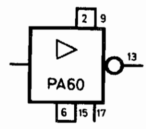


Fig. 47. Símbolo de la unidad PA 60

— carga en la entrada: 1 DU
— carga disponible en la salida: hasta 1 A a 30 V.

El símbolo de la unidad PA 60 se muestra en la fig. 47.

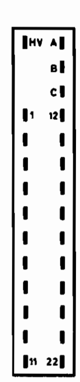


Fig. 48. Disposición de los terminales en las unidades con visualización

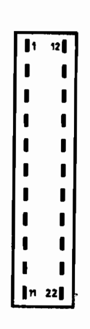


Fig. 49. Disposición de los terminales en las unidades auxiliares

Disposición de los terminales

En los dos tipos normalizados de cajas que se utilizan en la serie 50 (fig. 48 para las unidades con indicación visual NIC 50, RIC 50, MID 50, SID 50, y fig. 49 para las unidades auxiliares 3 NOR 50, 4 NOR 51, PSR 50, LRD 50), los terminales con idéntica posición están marcados con el mismo número. En la tabla adjunta se indica el punto del circuito de cada unidad a que están unidos los terminales correspondientes.

Como es sabido, las cargas aplicadas a la entrada y disponibles a la salida de las distintas unidades se expresan, siempre que es posible, en unidades D U *(Drive Unit)*. Una unidad D U es una unidad convencional y establece la carga eléctrica del elemento básico NOR. Para la utilización de la tabla de carga, deben seguirse las siguientes reglas:

1) Sumar todas las cargas aplicadas a la entrada de las unidades controladas por una determinada unidad de control.
2) Tener presentes las condiciones especiales de entrada que requieren algunas unidades.
3) Comprobar que la carga disponible en la salida de la unidad controlada sea mayor o igual que la total resultante de la operación efectuada en el apartado 1).

Tabla de carga

Ejemplo 1

Para el circuito de la figura 50, se puede escribir:

Carga disponible en la salida de cada unidad LRD 50:

$6 \times C_F$ (C_R) entradas RIC 50

Carga necesaria para cada unidad LRD 50:

$4 \times C_F$ (C_R) entradas RIC 50

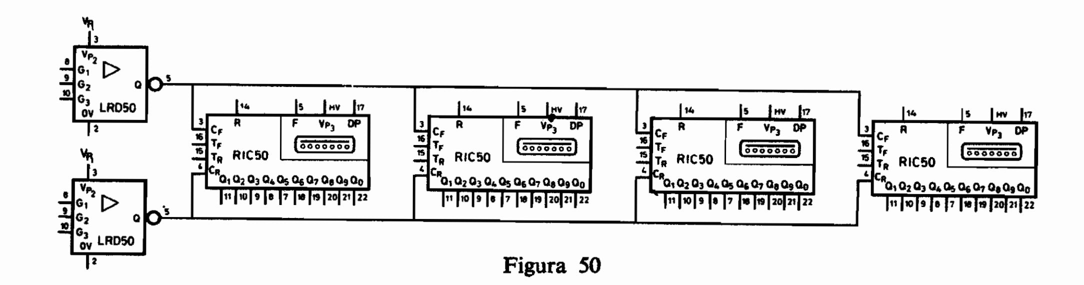


Figura 50

Tabla de carga

Tipo	Función	Entrada		Salida	
		Terminales	Carga impuesta	Terminales	Carga disponible
NIC 50	Década unidireccional con indicación visual	R	Control mediante Q_R de PSR 50	$Q_0 - Q_9$	Para controlar 6 NOR de adaptación
		T	Control mediante Q_T de PSR 50 o $Q_0 - Q_9$ de NIC 50		$+ 1 \times T$-NIC50, $+ (I_0 - I_9)$ de $6 \times$ MID50, + PDU 50A
RIC 50	Década bidireccional con indicación visual	R	Control mediante Q_R de PSR 50	$Q_0 - Q_9$	Para controlar 6 NOR de adaptación
		T_F/T_R	Control mediante Q_T de PSR 50 o $Q_0 - Q_9$ de RIC 50		$+ 1 \times T$-RIC50, $+ (I_0 - I_9)$ $6 \times$ MID50, + PDU 50 A
		C_R/C_F	Control mediante Q de LRD 50 o bien Q de NOR 50/51		
MID 50	Memoria con indicación visual	$I_0 - I_9$	Control mediante $Q_0 - Q_9$ de NIC 50, RIC 50 o MID 50	$Q_0 - Q_9$	Para controlar las entradas decimales de la unidad PDU 50A
		T_C	Control mediante Q_R o Q_T de PRS 50		$+ (I_0 - I_9)$ de $3 \times$ MID 50
SID 50	Indicador de signo	+ y −	1 DU	Ninguno	No utilizable
3 NOR 50	NOR de adaptación de 6 entradas	$G_1 - G_6$	Control mediante $Q_0 - Q_9$ de NIC 50 o RIC 50	Q_1	2 DU
	Doble NOR de 4 entradas	$G_7 - G_{14}$	1 DU	Q_2/Q_3	6 DU(1)
4 NOR 51	Cuádruple NOR de 4 entradas	$G_1 - G_{16}$	1 DU	$Q_1 - Q_4$	6 DU(1)
PSR 50	Formador de impulsos	B (a través de $R = 39\ k\Omega$)	2 DU	Q_T	$2 \times (T_R + T_F)$−RIC50+2 DU o bien $4 \times T$-NIC50 + 2 DU o bien $6 \times T_C$ − MID 50
	Puesta a cero	T	1 DU	Q_R	$6 \times R$-NIC50/RIC50 o bien $6 \times T_C$-MID 50
		G	1 DU	Q_L	4 DU
LRD 50	Unidad de potencia	$G_1 - G_3$	1 DU	Q	300 mA/30 V (máx.) o bien $6 \times C_F/C_R$ − RIC 50

(1) Apto también para el control de $2 \times C_F/C_R$ de la unidad RIC 50.

Siendo la carga disponible mayor que la necesaria, es posible efectuar el circuito de la fig. 40.

Ejemplo 2

Con referencia al circuito de la fig. 51, se puede escribir:

Carga disponible en la salida de cada unidad RIC 50:

6 NOR de adaptación + $1/T$-RIC 50 + $(I_0 - I_9)$ de 6 MID 50 + PDU 50A

Carga necesaria para cada unidad RIC 50:

6 NOR de adaptación + $1/T$-RIC 50 + $(I_0 - I_9)$ de 1 MID 50

Por tanto, es posible realizar el circuito de la figura 51.

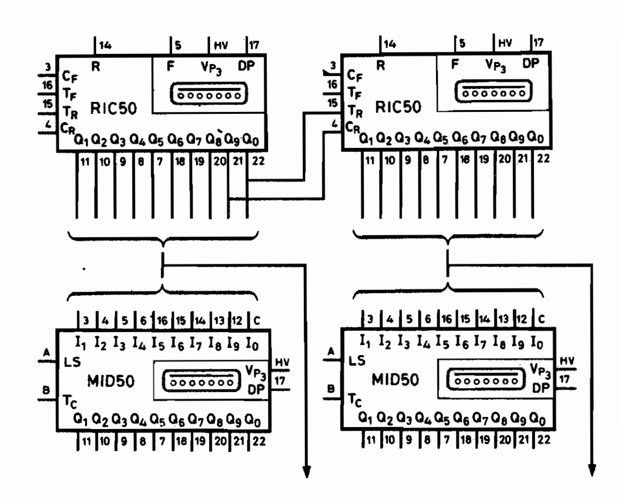


Figura 51

Disposición de los terminales

Terminales	UNIDAD VISUALIZACIÓN (fig. 48)				UNIDAD VISUALIZACIÓN (fig. 49)			
	NIC 50	RIC 50	MID 50	SID 50	3 NOR 50	4 NOR 51	PSR 50	LRD 50
HV	V_{p3}	V_{p3}	V_{p3}	V_{p3}	no conectado	no conectado	no conectado	no conectado
A	no conectado	no conectado	L.S.	X	no conectado	no conectado	no conectado	no conectado
B	no conectado	no conectado	T_c	Y	no conectado	no conectado	no conectado	no conectado
C	no conectado	no conectado	I_o	Z	no conectado	no conectado	no conectado	no conectado
1	V_{p1}	V_{p1}	V_{p1}	V_{p1}	V_{p1}	V_{p1}	V_{p1}	no conectado
2	0	0	0	0	0	0	0	0
3	no conectado	C_F	I_1	no conectado	G_1	G_1	Q_R	V_{p2}
4	no conectado	C_R	I_2	no conectado	G_2	G_2	Q_L	no conectado
5	F	F	I_3	no conectado	G_3	G_3	Q_T	Q
6	no conectado	no conectado	I_4	+	G_4	Q_2	conectado interiormente	no conectado
7	Q_5	Q_5	Q_5	—	G_5	Q_1	B	no conectado
8	Q_4	Q_4	Q_4	no conectado	G_6	G_5	Z	G_1
9	Q_3	Q_3	Q_3	no conectado	D_1	G_6	A	G_2
10	Q_2	Q_2	Q_2	no conectado	D_2	G_7	G	G_3
11	Q_1	Q_1	Q_1	no conectado	Q_1	G_8	T	no conectado
12	no conectado	no conectado	I_9	~	G_7	G_9	no conectado	no conectado
13	no conectado	no conectado	I_8	no conectado	G_8	G_{10}	no conectado	no conectado
14	R	R	I_7	no conectado	G_9	G_{11}	no conectado	no conectado
15	no conectado	T_R	I_6	no conectado	G_{10}	G_{12}	no conectado	no conectado
16	T	T_F	I_5	no conectado	Q_3	Q_4	no conectado	no conectado
17	DP	DP	DP	no conectado	Q_2	Q_3	no conectado	no conectado
18	Q_6	Q_6	Q_6	no conectado	G_{11}	G_{13}	no conectado	no conectado
19	Q_7	Q_7	Q_7	no conectado	G_{12}	G_{14}	no conectado	no conectado
20	Q_8	Q_8	Q_8	no conectado	G_{13}	G_{15}	no conectado	no conectado
21	Q_9	Q_9	Q_9	no conectado	G_{14}	G_{16}	no conectado	no conectado
22	Q_0	Q_0	Q_0	no conectado	R_1	G_4	no conectado	no conectado

1969

INDICE DEL VOLUMEN 8

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A

REVISTA MINIWATT - Copresa

BALMES, 22 - ***BARCELONA - 7***